17F
N° 1718
JUILLET
1985
LX° ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

● **HI-FI** LE LECTEUR DE DISQUES COMPACTS NAKAMICHI OMS 5 / L'AMPLIFICATEUR NEC A7 ● **VIDEO** LE CAMESCOPE VHS PANASONIC MOVIE M1 ● **REALISATION** UN JEU MUSICAL A MICROPROCESSEUR ● **MICRO-INFORMATIQUE** LE MICRO-ORDINATEUR AMSTRAD CPC 464



BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS



* faire du tapage : bruit excessif, trompeur, parasite * taper quelqu'un : demande d'argent injustifiée ex. : t'as pas 100 baffles ! * pratique de prix injustifiés, abusifs ; ex. : lui mettre une bonne baffle !



FAROHM-BEAUBOURG

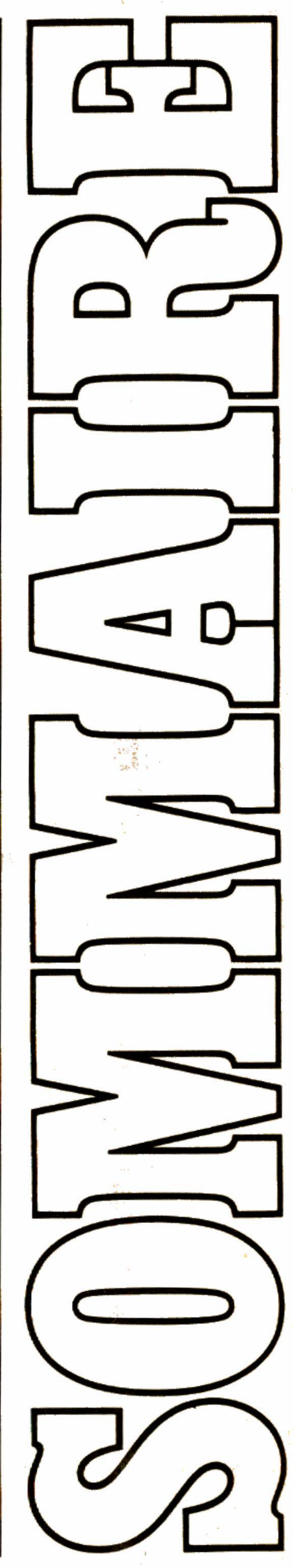
8, rue brantôme, 50 m du centre pompidou, 75003 paris - tél. 1/277.44.56 - métro rambuteau, chatelet-les halles - parking gratuit assuré

FAROHM-MONTPARNASSE

8, bd du montparnasse 75015 paris - tél. 1/306.88.81 - métro duroc, montparnasse - parking gratuit assuré

ouverture : du mardi au samedi 10 h 30/19 h 30





AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

REALISATIONS

MICRO-INFORMATIQUE

TELEMATIQUE

MESURE

VIDEO ACTUALITE

RADIO TECHNIQUE GENERALE

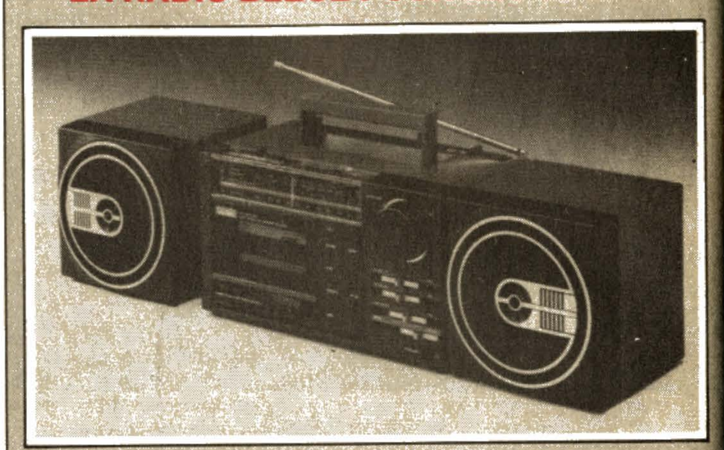
TELEPHONIE

DIVERS





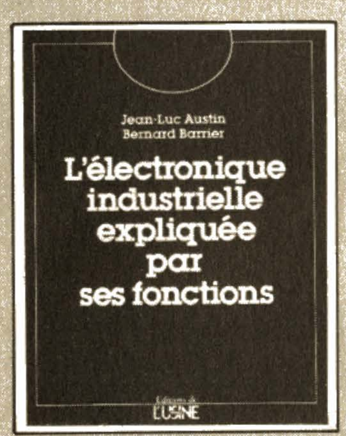
LA RADIO BLEUE POUR LES JEUNES



Le Cubic Sound Machine D8254 de Radiola est un radio-cassette d'une superbe couleur bleu roi. Le section tuner propose quatre gammes d'ondes PO-OC-GO-MF. La section magnétocassette, compatible avec les cassettes types I et II, possède un contrôle automatique du niveau d'enregistrement. Les deux enceintes sont détachables.

Distributeur :
Radiola, 47, rue de Monceau, 75008 Paris.

L'ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE EXPLIQUEE PAR SES FONCTIONS



La prolifération des équipements électroniques conduit les ingénieurs et techniciens de toutes origines, et dans tous les secteurs industriels, à utiliser des matériels électroniques. Ils n'y sont pas préparés. D'où leur souci constant de trouver sur ce sujet des explications claires, directement exploitables.

Précisément, ce livre a pour objet d'expliquer les modes d'utilisation d'un système électronique. Son originalité réside dans sa démarche même : ce n'est pas un cours d'électronique, mais une présentation pratique et fonctionnelle de l'électronique qui permet à l'utilisateur de comprendre le fonctionnement des équipements électroniques. *L'électronique industrielle expliquée par ses fonctions* a été écrit avec le souci constant de bannir toute formulation mathématique au profit d'un langage clair.

140 schémas de principe et de fonctionnement appuient le texte pour rendre l'électronique familière à l'utilisateur. En fin d'ouvrage, un glossaire apporte un complément d'information sur les termes couramment utilisés en électronique – avec leur traduction anglo-saxonne.

Félicitons donc Jean-Luc Austin et Bernard Barrier.

Editeur :
Editions de l'Usine nouvelle.



OUVERTS TOUT L'ETE
ILLEL
Le futur, tout de suite.
HIFI / VIDEO / INFORMATIQUE
2 CENTRES D'ACHAT D'AVANT GARDE A PARIS
106, AV. FELIX-FAURE, PARIS 15e
Tél. 554.09.22 + Métro LOURMEL
86, Bd MAGENTA, PARIS 10e
Tél. 201.94.68 + Métro GARE DE L'EST
MAGASINS OUVERTS DE 9 H 30 A 12 H 30 ET DE 14 H A 19 H.
LUNDI OUVERTURE A 15 H.
OU TROUVER TOUS LES DISQUES COMPACTS?
CHEZ ILLEL LE DISQUAIRE DES DISQUES LASERS
Plus de 2000 titres disponibles en Classique, Moderne, Jazz, Pop, Variétés et Imports... Venez nous voir, ou remplissez ce Bon, avec 5 timbres a 2,10 F pour recevoir notre liste Générale et commander par correspondance. Club-compact ouvert à tous vous permet d'avoir 1 CD gratuit pour l'achat de 12. ILLEL - CD - 86, Bd Magenta, 75010 PARIS Tél. : 201.94.68
Nom :
Prénom :
Adresse :
Code :
Ville :
LE COUP DE CŒUR
LA MINI CHAINE DE VOS VACANCES
MINI COMPO TEAC 2 × 50 W
CHAINE COMPLÈTE AVEC DOUBLE CASSETTE
OPÉRATION REPRISE
GARANTIE 5 ANS
PRIX SPÉCIAL REPRISE * DÉDUITE
5990F
AU LIEU DE 9 990 F
* REPRISE 2000 F DE VOTRE ANCIENNE CHAINE EN BON ÉTAT (AMPLI - PLATINE DISQUE - 2 ENCEINTES) POUR L'ACHAT DE CETTE CHAINE.
PRIX DE LA CHAINE : 7990 F
REPRISE : – 2000 F
RESTE A PAYER : 5990 F
ACHAT A CREDIT : Versement comptant 90 F et 30 mensualités de 271,03 F avec assurance (coût total du crédit 8130,90 F TEG 24,40 % CREDIT GREG)
MINI COMPO 51
TEAC
• Ampli 2 × 50 W touches douces - entrées compact disc - équaliseur incorporé - entrée micro mixable - prise casque - protection électronique.
• Tuner AM/FM affichage digital - stéréo - syntonisation activée par micro-ordinateur - boucle de blocage de phase - 16 stations préréglées.
• Double magnéto cassette stéréo. 4 pistes - 2 canaux - Dolby B et C - Copie à double vitesse - entrées mixables - arrêt automatique.
• Table de lecture entièrement automatique à bras tangeantiel - système opto électronique de détecteur et de suivi de piste programmation de 16 morceaux.
• Cellule haute fidélité
• 2 enceintes 2 voies 60 watts Bass-réflex - woofer conique ∅ 16 cm. Tweeter conique 5 cm - 60 à 20 000 Hz - sensibilité 92 dB/W/M.
(Dimensions 32 cm de largeur × 35 cm de hauteur × 28 cm de prof.)
TELEPHONE ORANGE
COMMENT ACHETER MOINS CHER
16 (1) 554.09.22
Pour obtenir la quotation hebdomadaire des prix ILLEL, il vous suffit d'appeler le téléphone orange ILLEL. Leader de la distribution Hifi, ILLEL souhaite rester le moins cher. Si par hasard vous trouviez l'article que vous souhaitez acquérir dans de meilleures conditions que chez nous (même dans un autre circuit de distribution : Centrale d'Achat, Grandes Surfaces, Ventes en entrepôts, Soldeurs, etc.) Appelez le téléphone orange. Nous nous efforcerons d'être encore le moins cher et de vous en faire profiter.
Aidez-nous à être le moins cher
PRIX SPÉCIAUX
Des prix spéciaux sont réservés aux étudiants, militaires, fonctionnaires (SNCF-PetT-EDF-RATP), collectivités, comités d'entreprise (sur présentation de la carte ou feuille de paye).
Sauf promotions.DETAXE EXPORT.



L'AMPLIFICATEUR NEC A7



Nous avons publié dans notre numéro 1710 le banc d'essais de l'amplificateur Nec A11, appareil de très haut de gamme pour lequel le constructeur, dans le but d'obtenir des performances exceptionnelles, avait opté pour des circuits ultra sophistiqués. Il nous a semblé intéressant de choisir cette fois, dans la gamme de ce constructeur, un appareil vendu à un prix plus abordable : l'amplificateur A7.

Conception

Extérieurement l'amplificateur Nec A7 fait très cossu. Il ne s'agit pas de l'un de ces petits amplificateurs « slim line » ou « mini » mais bel et bien d'un volumineux amplificateur avec un vrai coffret qui, même s'il n'est pas en bois, est d'une parfaite élégance dans sa parure noire.

Deux groupes de quatre boutons encadrent le potentiomètre de volume, commande principale de tout amplificateur.

A l'arrière, des rangées de prises de type RCA coaxiales permettent de le relier aux autres éléments de la chaîne : deux magnétophones, un tuner, un lecteur de disques compacts, deux entrées auxiliaires, l'entrée pour le tourne-disque a eu droit à des prises dorées et à une prise de terre. Huit bornes rouges et noires servent à relier la sortie à deux paires d'enceintes acoustiques.

Un sélecteur « Phono » permet de traiter les signaux des cellules à haute ou basse impédance, bobines mobiles ou aimant mobile.

Deux sélecteurs séparés sélectionnent les sources pour envoyer les signaux soit vers l'ampli de puissance soit vers les sorties « enregistrement ». Un filtre subsonique entre automatiquement en service sur les entrées phono, un poussoir commande une sourdine, un autre élimine le correcteur de timbre.

Technique

Nec utilise une fois de plus son alimentation RESERVE II ; nous en avons déjà parlé et nous ne reviendrons donc pas sur le sujet, NEC ne semble pas lui avoir apporté d'autre modification que le choix de composants spécifiquement « Audio ».

Amplificateur de puissance

Son étage de sortie symétrique figure parmi les classiques du genre. Compte tenu de la puissance importante disponible, on a doublé les transistors. L'am-

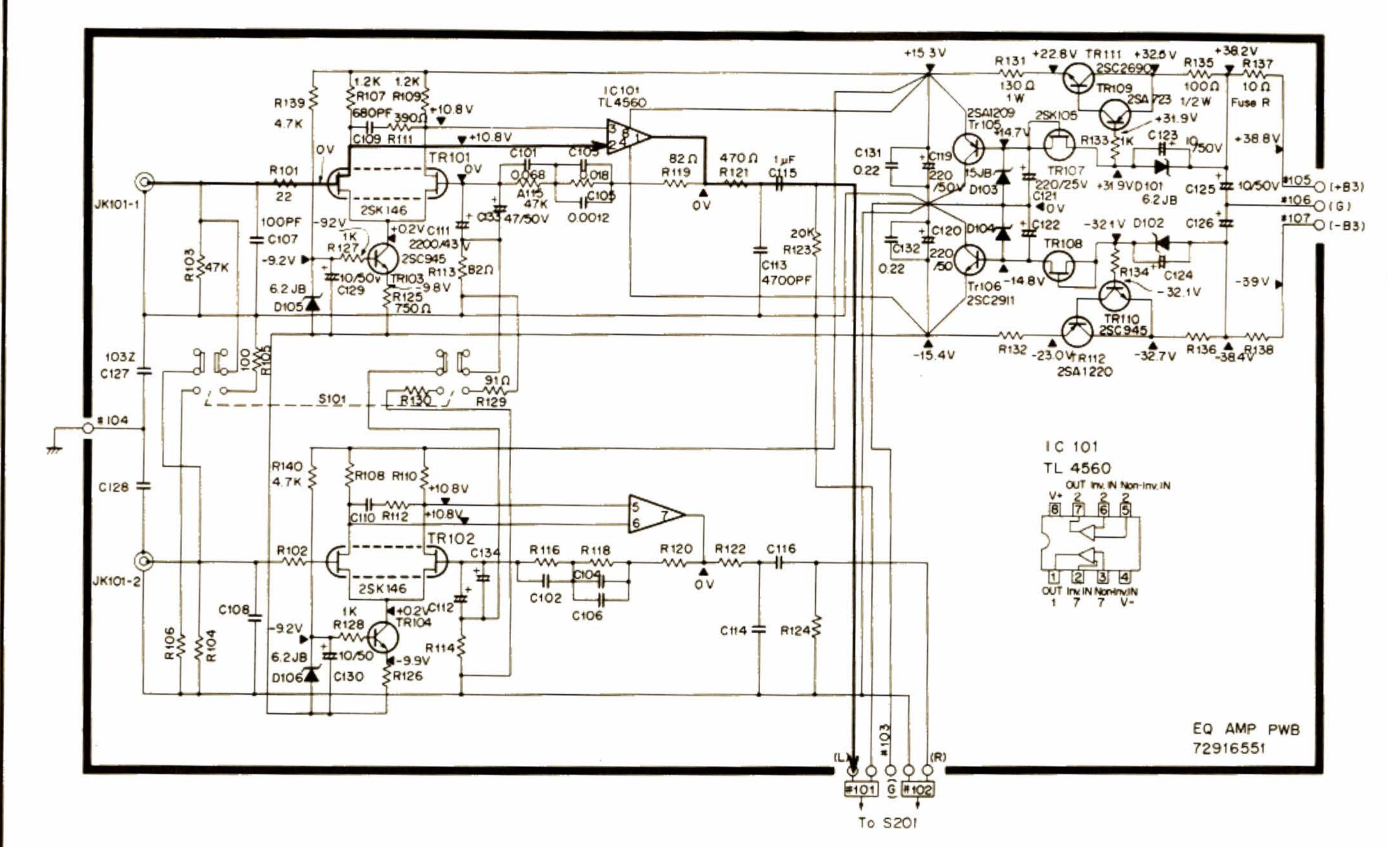


FIGURE 1. – Le préamplificateur phono avec son alimentation shunt symétrique.

plificateur est à liaison continue. Pour réduire la dérive en sortie, Nec a installé un circuit de contre-réaction continue qui utilise deux amplificateurs opérationnels dont un monté en intégrateur. Ce circuit a un gain supérieur à celui de la boucle de contre-réaction normale, utilisée pour le continu et l'alternatif. La stabilisation thermique du point de repos est confiée à un transistor et deux diodes, un amplificateur d'entrée différentiel utilise un montage genre cascode associant un double transistor à effet de champ et un double transistor bipolaire. Quelques générateurs et miroir de courant complètent le schéma.

Correcteur de timbre

Pas de problème ici, il utilise un double ampli opérationnel associé au circuit de correction à contre-réaction, circuit dérivé du Baxandall mais non symétrique. Un commutateur permet de faire passer le signal directement de l'entrée à la sortie du correcteur, sans l'intermédiaire de l'ampli op. Avis aux puristes !

Correcteur phono (fig. 1)

Nous avons là un circuit intégré associé à un double transistor à effet de champ ; le CI est un 4560, un modèle assez rapide et à faible bruit. Le transistor d'entrée, monté en différentiel, est alimenté en courant par un générateur classique, un réseau de contre-réaction RC permet de modeler la courbe de réponse en fréquence. L'entrée du préamplificateur est à liaison sans condensateur, par contre, le signal rencontrera un condensateur sur son trajet pour sortir du préampli. L'alimentation du préampli a été confiée à des circuits assez complexes, conjugant les générateurs de courant et les diodes zener. Nous avons ici un générateur de courant constant monté en diviseur de tension avec un régulateur shunt. Deux circuits de ce type ont été associés pour réaliser la symétrie du montage.

Fabrication

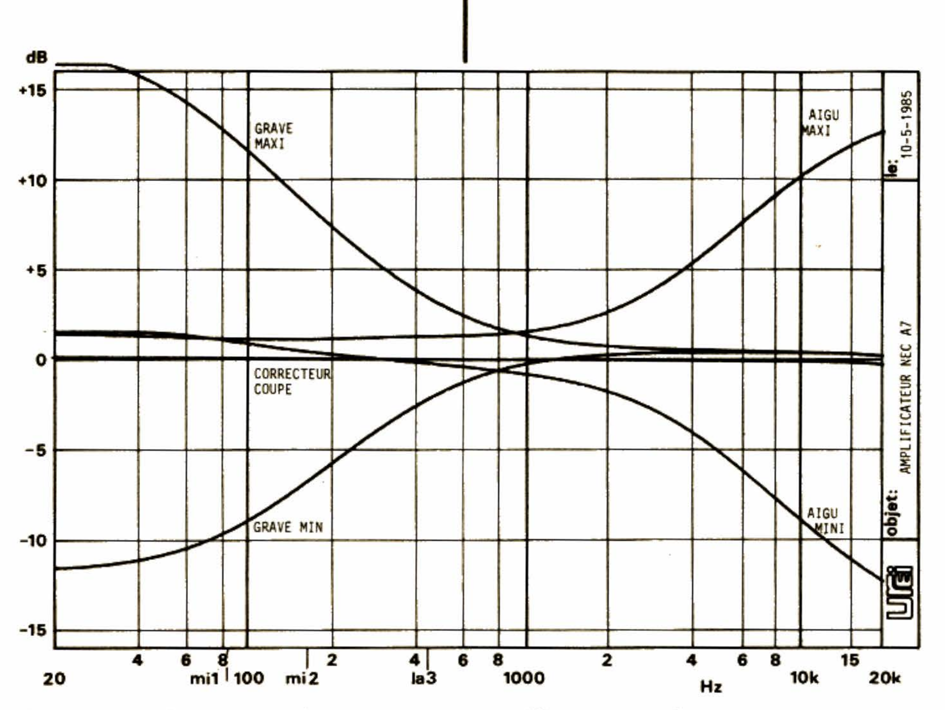
Commençons par l'alimentation qui a eu droit à un très beau transformateur, ceinturé de cuivre et, aussi, de plusieurs épaisseurs de mumétal.

Parmi les quatre condensateurs de filtrage, on note la présence de modèles spéciaux pour l'audio ; ces condensateurs ont la particularité d'avoir un électrolyte chargé de particules dont le but est de rendre rigide l'espace entre les électrodes pour éviter une modulation de la valeur du condensateur, en présence d'une composante audio.

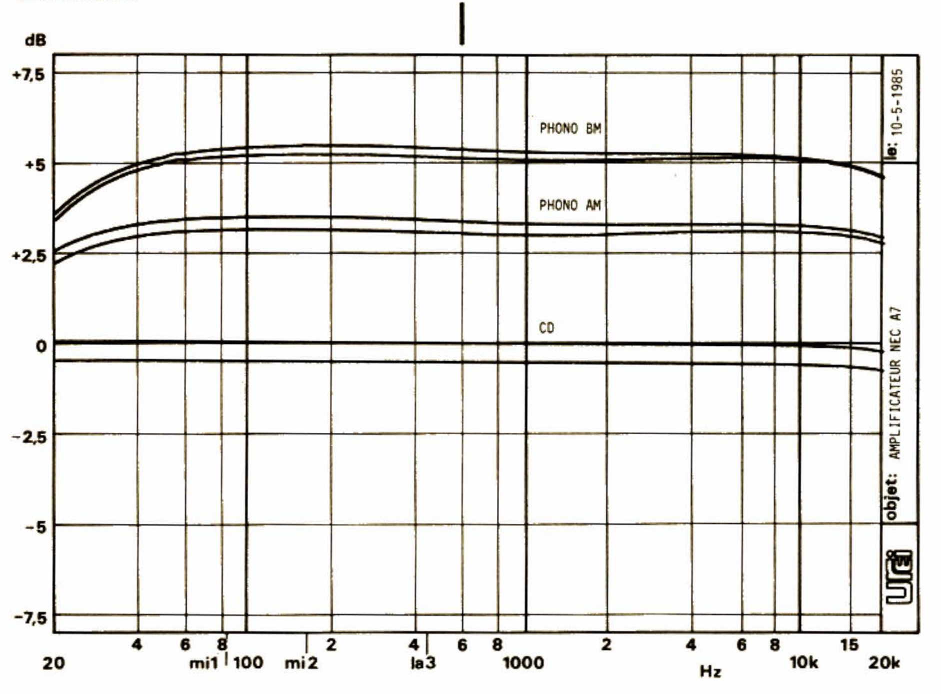


Charge	Puissance « Musicale »	Puissance sinus	Distorsion	Harmonique		Distorsion par intermodulation
			50 Hz	1 kHz	10 kHz	
8 Ω	81 W	57,8 W	< 0,02 %	< 0,025 %	< 0,025 %	< 0,03 %
4 Ω	147 W	90,2 W	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,03 %

Entrée	Rapport Signal/ Bruit pondéré	Rapport S/B non pondéré	Sensibilité	Saturation
Phono AM	90 dB	86 dB	– 49 dBm/2,74 mV	– 15 dB/137 mV
Phono BM	76 dB	69 dB	– 69 dBm/0,274 mV	– 34 dBm/15,4 mV
CD, tuner, Aux	106 dB	105 dB	– 13,5 dB/163 mV	



Courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur NEC A7 avec et sans correcteur.



Courbe de réponse des entrées de l'amplificateur NEC A7.

Les commutateurs sont placés sur des circuits imprimés situés au niveau des prises, la transmission se fait soit par cardan, soit par câbles flexibles et plats.

Les interconnexions par câbles en torons et wrapping nous ramènent quelques années en arrière, époque où les appareils hifi n'étaient pas construits en aussi grandes séries.

Mesures

Un premier tableau résume les performances en puissance de l'amplificateur :

– Les distorsions sont mesurées à la limite de l'écrêtement, nous sommes ici aux limites des possibilités de lecture des instruments de mesure utilisés pour les essais.

– La puissance sur 8 Ω est supérieure à celle annoncée par le constructeur, celle sur 4 Ω, inférieure.

On notera que la puissance que nous appelons « musicale », et qui est une puissance de crête mesurée en régime impulsionnel, est d'une valeur élevée.

Le second tableau donne le rapport signal sur bruit des différentes entrées :

– Pour les entrées phono, nous avons ramené la sensibilité à 5 mV pour l'entrée « aimant mobile » et 0,5 mV pour l'entrée « bobine mobile ».

– L'impédance de sortie est de 63 mΩ. Nous avons mesuré un temps de montée de ± 2,75 µs et une vitesse de balayage en tension de 70 V/µs.

– La diaphonie est supérieure à 60 dB, quelle que soit la fréquence de mesure, de 20 Hz à 20 kHz.

– La réponse en fréquence est donnée graphiquement ; on notera la très bonne linéarité relevée sur l'entrée phono. Pour les autres, le correcteur est hors service, il est donc normal de bénéficier d'une bonne linéarité.

– Pour la correction de timbre, commutable, comme on le sait, on note une bonne efficacité.

Conclusions

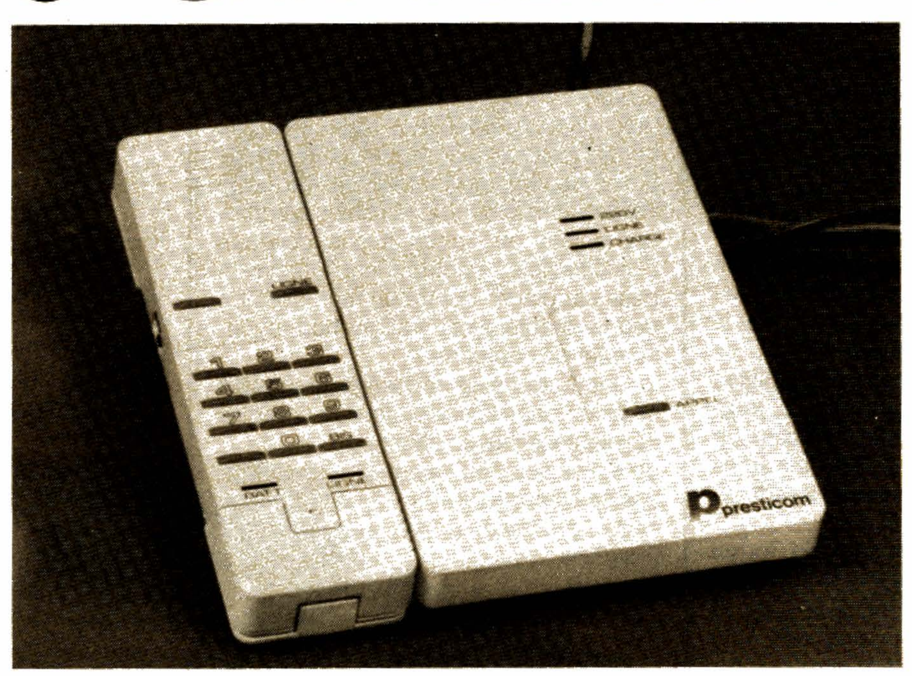
« Pourquoi faire compliqué lorsque l'on peut faire simple ! »

L'amplificateur NEC A11, comme nous l'avons dit, était très sophistiqué ; pour le A7, le constructeur est revenu à des solutions simples, prix oblige ! et si cette simplification a pour principal avantage d'améliorer la fiabilité, nous lui avons, en plus – nos mesures en font foi – trouvé des performances de très haut niveau. En résumé : un amplificateur classique, performant et bien construit.

E. LEMERY

UN TELEPHONE SANS FIL DE FABRICATION FRANÇAISE

SECRE «LIBERTE»



PRESTICOM «SF 110»

La société française Secré fabrique dans le département de l'Aisne un téléphone sans fil qui a été agréé par les P.T.T., et donc que l'on peut utiliser sans crainte sur le réseau téléphonique national. Ce poste est distribué sous deux références : « Liberté », par le constructeur, et Presticom SF 110, par la société Prestinox.

La téléphonie sans fil

On distingue deux types de postes sans cordon, ceux destinés à des liaisons à courte distance, où le cordon est remplacé par une liaison hertzienne, et ceux dont le combiné est en réalité un poste téléphonique complet :
– dans le premier cas, la numérotation se fait sur le module de base, relié d'une part, au secteur, et d'autre part, à la ligne téléphonique ;
– dans le second, sur le combiné.

Ces deux produits sont donc radicalement différents et ont des applications très spécifiques.

Le « Liberté » ou « SF 110 » fait partie de la seconde catégorie. La différence se situe au-delà de la simple présentation ; en effet, le téléphone sans fil ne doit pas, suivant la législation en vigueur (norme NF C98-220) pouvoir être utilisé à partir d'un autre émetteur travaillant sur la même fréquence.

On ne devra donc pas pouvoir, non plus, utiliser la ligne du voisin.

Cette exigence, qui n'a rien à voir avec la possibilité d'écouter la ligne de ce voisin (avec un « scanner » par exemple, ou un récepteur accordé sur la bonne fréquence), est satisfaite pour les postes homologués par les PTT mais pas toujours par ceux d'origine extrême-orientale.

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE



Nous allons aborder aujourd'hui l'étude de notions très importantes dans tout langage de programmation, puisque nous allons vous présenter les instructions de prise de décisions. Ces dernières vont permettre à votre programme de changer le cours de son exécution en fonction de l'état de certaines variables et, donc, en fonction du résultat de certains calculs ou de données fournies par l'utilisateur. Avant de voir comment ont lieu ces prises de décisions, il nous faut parler des opérateurs relationnels ou opérateurs de comparaison.

Les opérateurs de comparaison

Tout interpréteur Basic qui se respecte sait utiliser les opérateurs de comparaison que connaissent bien les mathématiciens. On dispose en effet de :

– l'opérateur d'égalité, noté bien évidemment =, qui signifie que deux variables sont égales ;

– l'opérateur différent de, noté <>, et qui signifie que deux variables sont différentes ;

– l'opérateur supérieur à, noté >, qui s'utilise sous la forme A>B et qui signifie que A est supérieur à B ;

– l'opérateur inférieur à, noté <, qui s'utilise sous la forme A< B et qui signifie A inférieur à B.

– l'opérateur supérieur ou égal à, noté A>=B et qui signifie A supérieur ou égal à B ;

– et enfin l'opérateur inférieur ou égal à, noté <=, qui s'utilise sous la forme A<=B et qui signifie A inférieur ou égal à B.

Ces opérateurs peuvent être employés n'importe où dans un programme, mais on les rencontre presque exclusivement aux points de prise de décisions. De plus, ils s'utilisent de façon un peu particulière pour qui n'a jamais fait de programmation ; en effet, alors qu'en mathématiques, on ne peut écrire 3 > 4 puisque c'est manifestement faux, on peut très bien rencontrer cela dans un programme Basic. La raison en est simple : une expression faisant intervenir des opérateurs de comparaison est en fait une expression de test qui sera considérée comme vraie ou fausse par le Basic selon son contenu. Ainsi notre 3 > 4 serait-il considéré comme faux puisque c'est le cas.

Ce « vrai » ou ce « faux » sont traduits, en interne, par le positionnement à 1 ou à 0 d'une variable logique , ce que vous pouvez vérifier, sur certains interpréteurs Basic, par un PRINT 3>4 qui vous fera afficher 0 signifiant que la relation est fausse, alors que PRINT 3<4 ferait afficher 1 indiquant le contraire (attention, si vous faites cet essai sur les MO5 ou TO7, vous obtiendrez –1 pour une expression vraie !).

Vous êtes en droit de vous demander pourquoi passer par ces variables logiques intermédiaires alors qu'il semblerait si simple de faire autrement. Ici encore, la raison de leur existence est simple : d'une part, il fallait trouver un moyen de représenter, au sein de la machine, l'exactitude ou non de l'expression, ce qui ne pouvait se faire simplement qu'avec des variables numériques ; d'autre part, cela permet très simplement de combiner le résultat de plusieurs comparaisons successives au moyen d'opérateurs logiques que nous verrons dans un instant.

Les instructions de saut

Nous avons dit, dans nos précédents numéros, qu'un programme Basic s'exécutait dans l'ordre numérique croissant des numéros de lignes. Ceci est toujours vrai mais peut être modifié grâce à des instructions particulières appelées instructions de saut ou de branchement. Pour l'instant, nous allons considérer qu'il n'en existe que deux (les autres seront vues au moment opportun), qui sont GOTO et ON GOTO.

L'instruction GOTO s'utilise de la façon suivante :

GOTO numéro de ligne, où « numéro de ligne » est un numéro de ligne quelconque du programme. Il peut être supérieur ou inférieur à celui de la ligne où se trouve le GOTO, cela n'a aucune importance. En arrivant sur cette instruction, l'interpréteur Basic, au lieu de continuer l'exécution du programme avec la ligne suivante, passe directe-

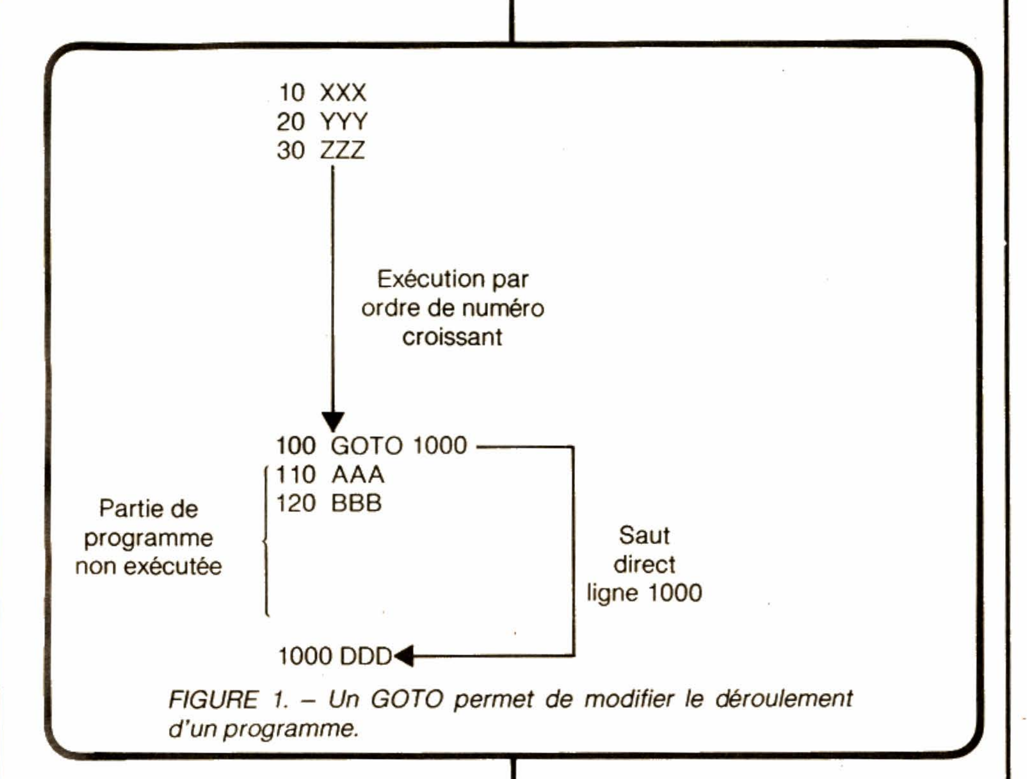


FIGURE 1. – Un GOTO permet de modifier le déroulement d'un programme.

ment au numéro de ligne spécifié comme schématisé figure 1.

Si le numéro de ligne spécifié après le GOTO n'existe pas, deux comportements sont possibles et dépendent des machines. Un message d'erreur peut être généré, ou alors l'interpréteur peut sauter à la ligne de numéro immédiatement supérieur à celui spécifié.

Comme ce GOTO « simple » n'est pas suffisant dans bien des cas, la majorité des interpréteurs Basic, dont ceux des Thomson T 07 et MO5 et de l'EXL 100 d'Exelvision, disposent du ON GOTO qui s'utilise de la façon suivante :

ON variable GOTO numéro, numéro, numéro,..., numéro, où variable est un nom de variable dont la valeur est fixée par ailleurs dans le programme et où numéro, numéro,... est une suite de numéros de lignes séparés les uns des autres par des virgules. Le fonctionnement de cette instruction est simple : la variable est entière ou est ramenée à un entier par troncature de sa partie décimale ; si elle est égale à 1, le saut a lieu au premier numéro qui suit le GOTO, si elle est égale à 2, c'est au deuxième numéro qu'a lieu le saut, et si elle est égale à N, c'est au Nième numéro.

Si la variable est nulle ou négative, un message d'erreur est généré ou, selon les interpréteurs, le programme continue à la ligne suivante. Si la variable est supérieure au nombre de numéros disponibles, un message d'erreur est généré.

Cette instruction ON GOTO est la clef de voûte des programmes qui vous proposent des « menus », c'est-à-dire des programmes qui vous affichent un certain nombre d'options sur l'écran, option que vous n'avez plus qu'à choisir par simple frappe du nombre qui lui correspond. Voici un exemple simple avec le listing de la figure 2.

```
 10 PRINT TAB (10) ; « GESTION DE COMPTES BANCAI-
    RES »
 20 PRINT
 30 PRINT
 40 PRINT « 1 – EXAMEN DE VOTRE CCP »
 50 PRINT « 2 – EXAMEN DE VOTRE COMPTE EN BAN-
    QUE »
 60 PRINT « 3 – EXAMEN DE VOTRE ARGENT LIQUIDE »
 70 PRINT
 80 PRINT « FRAPPEZ LE NUMERO DE VOTRE CHOIX » ; I
100 ON I GOTO 200, 300, 400
110 STOP
200 PRINT « NOUS SOMMES LIGNE 200 »
210 STOP
300 PRINT « NOUS SOMMES LIGNE 300 »
310 STOP
400 PRINT « NOUS SOMMES LIGNE 400 »
410 STOP
```

FIGURE 2. – Exemple d'utilisation de ON GOTO dans un programme à menu.

Ce listing est le début d'un programme de gestion de vos comptes bancaires (en supposant que vous en ayez plusieurs). Comme vous pouvez le constater si vous l'analysez ou si vous le faites exécuter par un micro-ordinateur quelconque, les premières lignes font afficher sur l'écran les options proposées par le programme précédées d'un numéro : 1 pour examen de votre CCP, 2 pour examen de votre compte bancaire et 3 pour examen de votre argent liquide disponible. Un INPUT se charge de collecter votre réponse et l'affecte à la variable I.

Le ON I GOTO qui suit fait alors poursuivre l'exécution du programme ligne 200, 300 ou 400 selon que I vaut 1, 2 ou 3. Il est bien évident que, dans un programme complet, la partie gestion du CCP commencerait en 200, celle du compte bancaire en 300 et celle de l'argent liquide en 400. Ici, nous nous sommes limités à faire afficher le numéro de ligne où nous étions arrivés puisque nous ne pouvons guère faire mieux pour l'instant.

Remarquez tout de même un défaut de ce programme : si vous frappez autre chose que 1, 2 ou 3, vous risquez fort de recevoir un message d'erreur.

Pour une petite faute de frappe, c'est dommage n'est-ce pas ? Nous allons voir maintenant comment nous affranchir de cela avec...

Les instructions de prise de décisions

Dans l'exemple précédent, on voit très bien ce qu'il faudrait faire pour s'affranchir des fautes de frappe ; il suffirait, après le INPUT I, de comparer I à 1 d'une part et à 3 d'autre part et, si I est hors de ces limites, de faire afficher un message invitant à frapper une valeur correcte. C'est tout à fait possible grâce à nos opérateurs de comparaison vus au paragraphe précédent et à l'instruction IF THEN ou IF THEN ELSE.

Ces instructions s'utilisent de la façon suivante :

– IF condition THEN action ou,
– IF condition THEN action numéro 1 ELSE action numéro 2.

Dès lors que l'on sait que IF veut dire si, THEN alors et ELSE sinon dans la langue de Shakespeare, il est facile de comprendre la signification des deux lignes que nous avons écrites. La première se traduit par :
– SI la condition est vraie ALORS exécuter l'action
tandis que la deuxième veut dire :
– SI la condition est vraie ALORS exécuter l'action numéro 1 SINON exécuter l'action numéro 2.

Dans le premier cas, si la condition n'est pas vraie, l'action qui suit le THEN n'est pas exécutée et le programme continue à la ligne suivante alors que si elle est vraie, l'action est exécutée et le programme continue seulement avec la ligne suivante. Dans le deuxième cas, que la condition soit vraie ou fausse, une des deux actions est exécutée et le programme continue ensuite avec la ligne suivante.

Très souvent, les actions proposées devant être complexes et comporter plusieurs lignes de programme, il est impossible de les placer après le THEN ou le ELSE. On utilise alors un GOTO pour faire continuer le programme en un endroit où il dispose de plus de place. Les expressions ci-avant prennent alors l'allure suivante :

– IF condition THEN GOTO NNN où NNN est un numéro de ligne ou,
– IF condition THEN GOTO NNN ELSE GOTO MMM où NNN et MMM sont des numéros de lignes.

Comme cela devient presque une habitude, de nombreux Basic autorisent une écriture simplificatrice sous la forme :

– IF condition THEN NNN où NNN est un numéro de ligne ou,
– IF condition THEN NNN ELSE MMM où NNN et MMM sont des numéros de lignes.

Les conditions utilisées dans ces instructions de prise de décisions sont quasiment toujours des relations de comparaison dont on teste ainsi la véracité. Un exemple très simple nous est fourni par les lignes de fin de programme classiques que voici :

1000 INPUT « Une autre partie ? » ;A$.
1010 IF A$=« OUI » THEN GOTO 10

en supposant que le programme commence ligne 10. Le fait de répondre OUI à la question posée rend vraie l'égalité et fait donc exécuter l'action qui suit le THEN ; dans le cas contraire, on passe à la ligne suivante et, comme il n'y a plus rien, le programme s'arrête. Remarquez au passage l'utilisation d'une chaîne de caractères au sein d'une égalité, ce qui est tout à fait possible mais qui impose une frappe rigoureuse de la réponse. En effet OUI est égal à OUI mais pas à 0 ni à Oui ni à toute autre forme. Pour que deux chaînes soient égales, il faut en effet que tous les caractères qui les composent soient identiques.

Puisque nous savons maintenant prendre des décisions, nous pouvons améliorer notre programme de la figure 2 en ajoutant les lignes suivantes après le INPUT I :

90 IF I<1 THEN GOTO 30
95 IF I>3 THEN GOTO 30

Ces lignes auront donc pour effet de faire afficher à nouveau le message d'accueil si le nombre frappé est inférieur à 1 (strictement vu l'opérateur utilisé) ou s'il est supérieur à 3 (idem). Cela fonctionne très bien mais ces deux lignes successives sont un peu lourdes et il serait agréable de les combiner puisque, en fait, elles réalisent la même fonction à la différence de condition près. Pour ce faire, il faut utiliser une troisième catégorie d'opérateurs : les opérateurs logiques.

Les opérateurs logiques

Nous avons vu ci-avant que les relations de comparaison donnaient lieu à une matérialisation de leur état « vrai » ou « faux » par une variable égale à 1 ou à 0. Une telle variable se prête remarquablement bien à un traitement au moyen d'opérateurs logiques dont tout Basic digne de ce nom dispose. Ces opérateurs sont au nombre de trois ou quatre : AND, OR, NOT, et sur certaines machines, EOR.

Pour qui a fait un peu de logique, ce qui est votre cas si vous lisez cette série depuis le début, ces opérateurs ne présentent aucune difficulté d'emploi puisque ce sont les opérateurs logiques classiques. Pour ceux d'entre vous qui ont pris le train en marche, rappelons que :

– AND est le ET logique c'est-à-dire que A AND B est vrai si, et seulement si, A ET B sont vrais simultanément.
– OR est le OU logique c'est-à-dire que A OR B est vrai si A est vrai ou B est vrai ou A et B sont vrais.
– NOT est le complément logique c'est-à-dire que si A est vrai, NOT A est faux et vice versa.
– EOR, qui reste très rare en Basic, est le OU logique EXCLUSIF c'est-à-dire que A EOR B est vrai si A est vrai ou si B est vrai mais pas si A et B sont vrais simultanément.

Ces opérateurs logiques peuvent être utilisés pour combiner des résultats de relations de comparaison et l'on peut ainsi écrire :

IF A<B AND A>C THEN

action qui aura pour effet de faire exécuter l'action si A est inférieur à B ET supérieur à C. Une application immédiate doit vous venir à l'esprit si vous regardez notre exemple du paragraphe précédent : nos deux lignes de IF THEN pouvant être remplacées par une seule qui est :

IF I<1 OR I>3 THEN 30

qui fait répéter le message d'appel si I est inférieur à 1 OU si I est supérieur à 3 ; c'est bien ce que nous faisions tout à l'heure mais, ici, il ne nous faut plus qu'un seul test.

Un autre exemple pratique très courant est celui de fin de programme également vu ci-avant et qui s'écrit quasiment toujours sous la forme :

```
 10 PRINT TAB (10) ; « RESOLUTION D'UNE EQUATION
    DU SECOND DEGRE »
 20 PRINT
 30 PRINT « L'EQUATION EST SOUS LA FORME : AX2
    + BX + C »
 40 INPUT « VALEUR DE A » ; A
 50 INPUT « VALEUR DE B » ; B
 60 INPUT « VALEUR DE C » ; C
 70 D=B^2 – 4 * A * C
 80 IF D=0 THEN 200 ELSE IF D<O THEN 300
 90 PRINT
100 PRINT « DEUX RACINES REELLES X1 et X2 »
110 X1 = (–B–SQR(D))/(2*A)
120 X2 = (–B+SQR(D))/(2*A)
130 PRINT « X1 = » ; X1, « X2 = » ; X2
140 STOP
200 PRINT
210 PRINT « UNE RACINE DOUBLE »
220 PRINT « EGALE A : » ;–B/(2*A)
230 STOP
300 PRINT
310 PRINT « PAS DE RACINE REELLE »
320 STOP
```

FIGURE 3. – Exemple d'utilisation de IF THEN ELSE.

1000 INPUT « Une autre partie ? » ; A$
1010 IF A$=« OUI » OR A$=«0» THEN GOTO 10 si le programme commence en 10 bien entendu. Cette façon de faire permet de répondre à la question par OUI ou par O tout en produisant le même résultat.

Pour l'instant nous n'avons vu que des exemples d'emploi de IF THEN, voici maintenant un petit exemple concret avec IF THEN ELSE et IF THEN imbriqué. En effet, rien n'interdit que l'action d'un IF THEN ou d'un IF THEN ELSE soit un autre IF THEN. Le nombre d'imbrications possible est en général suffisant pour des utilisations courantes et dépend de l'interpréteur Basic. La seule précaution à prendre est qu'il y ait autant de IF que de THEN. Cet exemple va peut être vous ramener quelques années en arrière puisqu'il vise à résoudre une équation du second degré.

Rappelons qu'une équation du second degré écrite sous la forme :

$A.X^2 + B.X + C = 0$

admet deux racines réelles si son discriminant est strictement positif, une racine double si il est nul et pas de racine (réelle s'entend, mais nous nous en tiendrons là) s'il est négatif. Ce dernier est égal à :

$D = B^2 - 4.A.C$

La résolution d'une telle équation en Basic est extrêmement simple et donne lieu au programme visible figure 3. Les premières lignes permettent la frappe des coefficients de l'équation présentée sous la forme vue ci-avant. Le discriminant D est ensuite calculé avec la formule précédente et un IF THEN ELSE permet de choisir parmi les trois cas possibles. Si D est nul, on saute au calcul de la racine double, sinon on le teste à nouveau et s'il est négatif on saute au message indiquant qu'il n'y a pas de réponse ; s'il est positif, le programme continue son exécution après le ELSE avec le cas où il y a deux racines qui sont alors calculées. A ce propos, nous faisons une petite entorse à nos principes puisque, dans le calcul de ces dernières, vous remarquerez la fonction SQR non encore étudiée et qui n'est autre que la racine carrée.

Remarquez aussi, dans ce programme, la présence de trois instructions STOP qui arrêtent les diverses branches qu'il comporte : en effet, si elles n'étaient pas là, le programme s'exécuterait en séquence ce qui aurait des conséquences fâcheuses. Dans le cas où D est positif, par exemple, on exécuterait successivement le calcul des deux racines, le calcul de la racine double et enfin l'affichage du message indiquant qu'il n'y a pas de solution. Ce ne serait pas le but recherché !

Conclusion

Nous terminerons ces quelques pages de ce numéro estival par un petit exercice afin que le soleil et la mer ou la montagne ne vous fassent pas oublier complètement les dures réalités de l'informatique ; en voici l'énoncé. Avec les instructions en votre possession et sans feuilleter le manuel d'un quelconque Basic, écrivez les deux programmes suivants : un qui demande un nombre compris entre 1 et 12 et qui affiche en réponse le nom du mois de l'année correspondant et un autre programme qui calcule la table des carrés et des cubes des nombres compris entre deux entiers qui doivent vous être demandés en début de programme. Bon divertissement et au mois prochain.

C. TAVERNIER

Les thèmes du mois

- Opérateurs de comparaison
- Valeur numérique des expressions de comparaison
- Instructions GOTO et ON GOTO
- Instructions IF THEN et IF THEN ELSE
- Opérateurs logiques
- Combinaison logique de plusieurs conditions

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

ENONCE

Un générateur de courant sinusoïdal d'expression complexe $\overline{I}$, de pulsation ω variable et d'amplitude 0,1 mA, débite en parallèle sur une résistance R_c = 628 kΩ et sur un circuit oscillant accordé sur f_0 = 500 kHz de facteur de qualité Q = 200, composé d'une inductance pure L = 1 mH, d'une résistance R et d'un condensateur de capacité C.

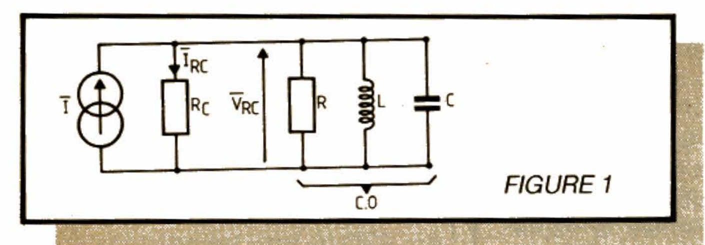


FIGURE 1

1° Calculer R et C ($\pi^2 = 10$).
2° Calculer, à la résonance, les éléments du générateur de Thévenin aux bornes M et N de R_c.
En déduire $\overline{I}_{RCO}$ et $\overline{V}_{RCO}$ (l'indice zéro correspond à la résonance).
3° a) Calculer $\overline{V}_{RC}$ dans le cas général. On posera r, résistance équivalente aux résistances R_c et R.
b) En déduire $y = \overline{V}_{RC}/\overline{V}_{RCO}$. On posera pour cela $x = \omega/\omega_0$ (ω_0 = pulsation de résonance) et Q_0 facteur de qualité du circuit complet (son calcul numérique n'est pas demandé).
On exprimera y en fonction de x et Q_0.
c) Esquisser l'allure de la courbe $|y| = f(x)$.
Quelle est la bande passante à 3 dB ?

(Baccalauréat F2, 1972)

SOLUTION

QUESTION 1

A la résonance et s'agissant du circuit oscillant parallèle RLC,
$L C \omega_0^2 = 1$, d'où :

$$C = \frac{1}{L\omega_0^2} = \frac{1}{L \cdot 4\pi^2 f_0^2} \quad (1)$$

Quant au coefficient de qualité, il est relié à L et à ω_0 par la relation :

$$Q = \frac{R}{L\omega_0} = \frac{R}{L \,.\, 2\pi f_0}$$

d'où :

$$R = L \,.\, 2\pi f_0 \,.\, Q \quad (2)$$

Application numérique

L = 1 mH = 10^{-3} H ; f_0 = 500 kHz = 5 . 10^5 Hz ; Q = 200
(1) donne :

$$C = \frac{1}{10^{-3} \,.\, 4 \,.\, 10 \,.\, 25 \,.\, 10^{10}} = 10^{-10}\ \text{F} = 100\ \text{pF}$$

et (2) :

$$R = 10^{-3} \,.\, 2\pi \,.\, 5 \,.\, 10^5 \,.\, 200 \simeq 6{,}28 \,.\, 10^5\ \Omega = 628\ \text{k}\Omega$$

QUESTION 2

Le générateur de courant $\overline{I}$ et la résistance R_c, qui constituent un générateur de Norton, peuvent être, à la résonance, remplacés par un générateur de Thévenin. Nous avons alors à travailler sur le schéma de la figure 2A qui tient compte du fait que le circuit oscillant se réduit à R.

L'équivalence se déduit rapidement, comme indiqué figure 2B, avec un générateur de Thévenin de f.e.m. $\overline{E}_{th} = \overline{I} . R_c$ et de résistance interne $R_{th} = R_c$.

$$\overline{E}'_{th} = \overline{I} . R_c . \frac{R}{R + R_c} = \overline{I} . r \qquad (4)$$

et sa résistance interne R'_{th} :

$$R'_{th} = \frac{R_c . R}{R + R_c} = r \qquad (5)$$

C'est aux bornes de ce générateur que se trouvent branchées, en parallèle, C et L (fig. 4) qui constituent l'impédance $\overline{Z}$:

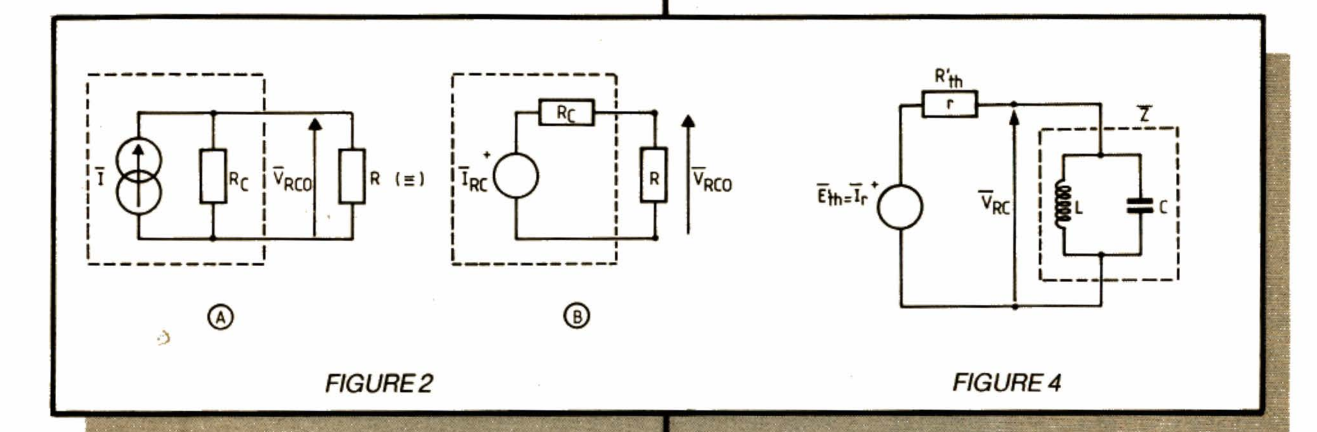


FIGURE 2 FIGURE 4

A partir de ce schéma, nous en déduisons $\overline{V}_{RCO}$:

$$\overline{V}_{RCO} = \overline{I} . R_c . \frac{R}{R + R_c} = \overline{I} . r \qquad (3)$$

en posant

$$r = \frac{R_c R}{R + R_c} \qquad (3')$$

et puisque $\overline{V}_{RCO}$ est la tension existant aux bornes de R_c et de R dans le schéma de la figure 2A :

$$\overline{I}_{RCO} = \frac{\overline{V}_{RCO}}{R_c} = \overline{I} . \frac{R}{R + R_c}$$

Application numérique

$E_{th} = 62{,}8$ V ; $R_{th} = R_c = 628$ kΩ ; r = 314 kΩ ; $V_{RCO} = 31{,}4$ V et $I_{RCO} = 0{,}05$ mA.

QUESTION 3

a) Le générateur de Thévenin de la figure 2B peut être remplacé par celui de la figure 3. La f.e.m. de ce nouveau générateur est $\overline{E}'_{th}$ telle que :

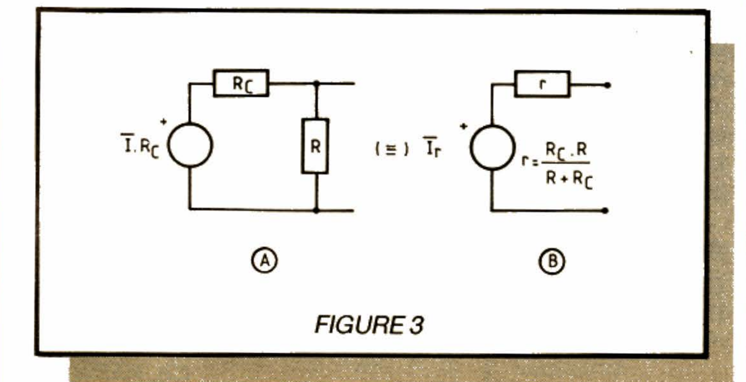


FIGURE 3

$$\frac{1}{\overline{Z}} = jC\omega + \frac{1}{jL\omega} \qquad (6)$$

Nous obtenons alors :

$$\overline{V}_{RC} = \overline{E}'_{th} . \frac{\overline{Z}}{R'_{th} + \overline{Z}}$$

et, compte tenu de (4) et (5) :

$$\overline{V}_{RC} = \overline{I} . r . \frac{\overline{Z}}{r + \overline{Z}} = \overline{I}_r \frac{1}{1 + \frac{r}{\overline{Z}}} \qquad (7)$$

avec $1/\overline{Z}$ donné par (6) et r par (3).

b) A partir de (3) et (7), nous obtenons :

$$y = \frac{\overline{V}_{RC}}{\overline{V}_{RCO}} = \frac{1}{1 + \frac{r}{\overline{Z}}}$$

$$= \frac{1}{1 + j\left(rC\omega - \frac{r}{L\omega}\right)} \qquad (8)$$

or, Q_0 étant le facteur de qualité du circuit complet,

$Q_0 = r\,C\omega_0 = r/L\omega_0$

et en portant $rC = Q_0/\omega_0$ et $r/L = \omega_0 Q_0$ dans (8) :

$$y = \frac{1}{1 + jQ_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \qquad (9)$$

qui s'écrit encore, en posant $x = \omega/\omega_0$:

$$y = \frac{1}{1 + jQ_0 \left(x - \frac{1}{x}\right)} \qquad (10)$$

c)

$$|y| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2}} \qquad (11)$$

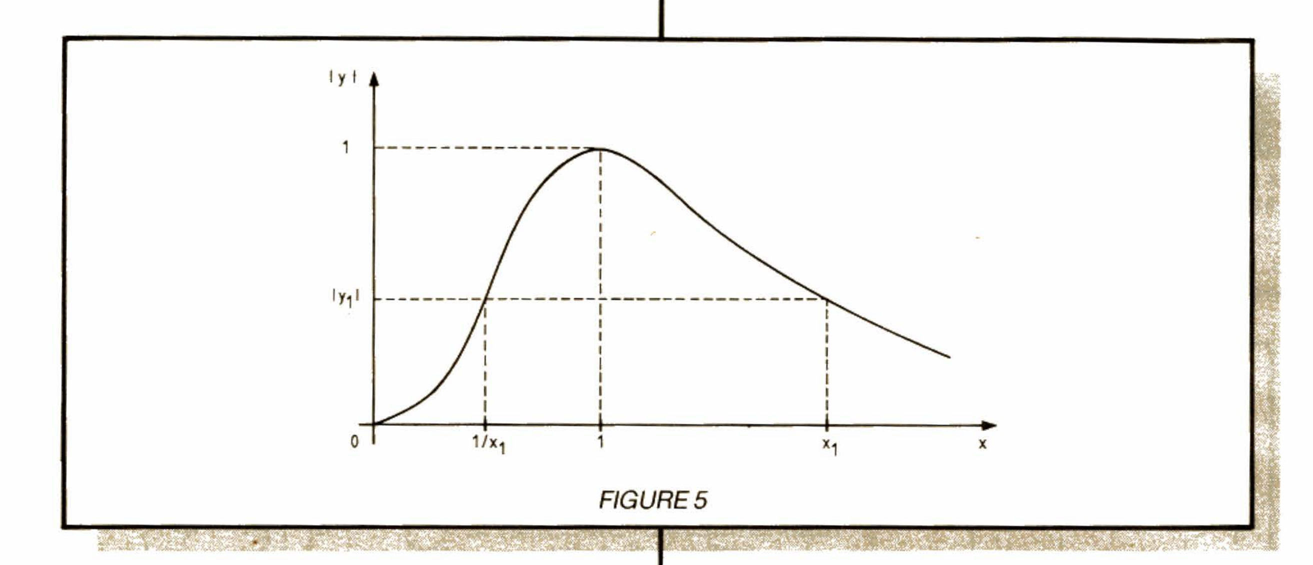


FIGURE 5

$|y|$ est maximum pour la valeur du dénominateur minimum, soit donc pour :

$$\left(x - \frac{1}{x}\right)^2 = 0$$

ce qui conduit à $x = 1$ et à $\omega = \omega_0$. Alors $|y| = 1$. Nous sommes à la résonance et $|y|$ est maximum.

– Si x tend vers 0, $1/x$ tend vers l'infini et $|y|$ tend vers 0.
– Si x tend vers l'infini, $|y|$ tend vers 0.
– Pour $x = x_1$ et $x = 1/x_1$, $|y|$ prend la même valeur $|y_1|$.
D'où l'allure de la courbe $|y| = f(x)$ (fig. 5).

A la résonance, $|y| = |y_{max}| = 1$. Pour délimiter la bande passante, nous écrirons que :

$$|y| = \frac{|y_{max}|}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

ce qui à partir de (11) conduit à :

$$Q_0^2 \left(x - \frac{1}{x}\right)^2 = 1$$

et, après extraction de la racine, à :

$$x^2 \pm \frac{1}{Q_0} x - 1 = 0$$

Des quatre racines de ce double trinôme, seules les racines positives sont à retenir, soit :

$$x_1 = \frac{1}{2Q_0} + \sqrt{\frac{1}{4Q_0^2} + 1} \qquad (12)$$

et

$$x_2 = -\frac{1}{2Q_0} + \sqrt{\frac{1}{4Q_0^2} + 1} \qquad (13)$$

et puisque $x = \omega/\omega_0$, la bande passante est donnée par l'expression :

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2\pi}(x_1 - x_2)\,\omega_0$$

$$= f_0 (x_1 - x_2) = f_0 \cdot \frac{1}{Q_0} \qquad (14)$$

On pouvait aussi remarquer que, puisque Q_0 est élevé (le calcul donne $Q_0 = 100$), la bande passante est très étroite :

$$y = \frac{1}{1 + jQ_0\left(x - \frac{1}{x}\right)} = \frac{1}{1 + jQ_0\left(\frac{x^2 - 1}{x}\right)}$$

or :

$$\frac{x^2 - 1}{x} = \frac{(x + 1)(x - 1)}{x}$$

avec : $x \simeq x_0 = 1$

et : $x - 1 = \Delta x$, écart par rapport à x_0 (quantité positive ou négative).

d'où :

$$y \simeq \frac{1}{1 + jQ_0 \cdot 2\Delta x}$$

et

$$|y| \simeq \frac{1}{\sqrt{1 + 4Q_0^2 \cdot (\Delta x)^2}}$$

La bande passante est alors obtenue à partir de la relation : $4Q_0^2 (\Delta x)^2 = 1$

soit :

$$\Delta x_1 = + \frac{1}{2Q_0} \qquad (15)$$

et

$$\Delta x_2 = - \frac{1}{2Q_0} \qquad (16)$$

$$\Delta x = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$$

(15) et (16) deviennent alors :

$$\Delta f_1 = + \frac{f_0}{2Q_0} \text{ et } \Delta f_2 = - \frac{f_0}{2Q_0} \qquad (17)$$

qui représentent les écarts des fréquences f_1 et f_2 qui délimitent la bande passante par rapport à f_0. La bande passante est égale à la différence $\Delta f_1 - \Delta f_2 = f_0/Q_0$. On retrouve bien le résultat donné par (14). En fait, en procédant ainsi, nous nous rendons compte que pour un coefficient de qualité élevé, les fréquences de coupure à – 3 dB sont équidistantes de f_0, fréquence d'accord du circuit oscillant.

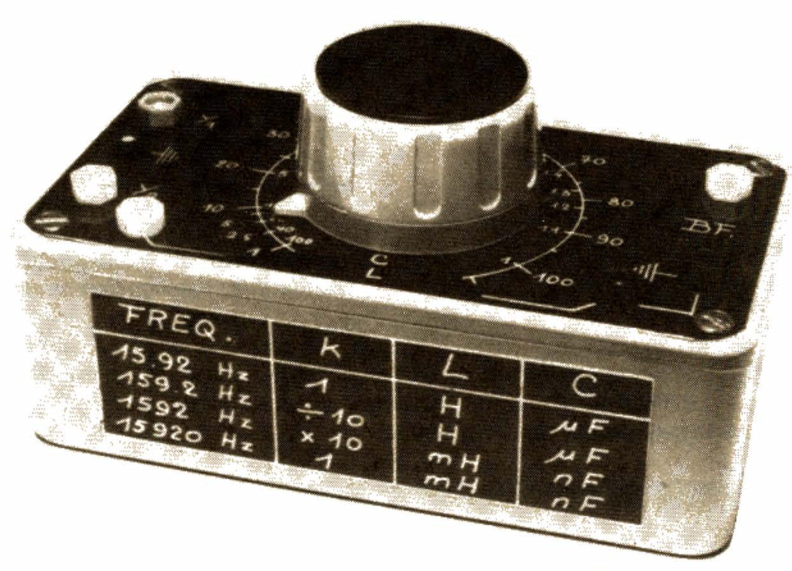
Application numérique

$Q_0 = r/L\omega_0 = R/2L\omega = Q/2 = 100$.
Bande passante : $f_0/Q_0 = 500$ kHz$/100 = 5$ kHz.

Ch. PANNEL

(XIII) PRATIQUE DE LA MESURE

L'OSCILLOSCOPE



UN MINI PONT

Nous vous avons proposé, le mois dernier, une méthode très simple de mesure des impédances, ne nécessitant, à côté de l'oscilloscope à double trace, qu'un générateur BF sinusoïdal de fréquence connue.
Quelques essais complémentaires nous ayant fortifié dans la conviction de l'intérêt de ce procédé, nous vous proposons ce mois-ci la réalisation d'un mini-pont de mesure construit à partir de cette idée. Avec cet appareil ultra-simple et quasiment gratuit, vous pourrez mesurer les inductances de 1 mH à 100 H, et accessoirement les capacités de 1 nF à 100 µF !
Ce petit montage prend ainsi parfaitement la relève de notre inductancemètre-capacimètre, le LCF1 décrit dans les n°s 1707 et 1708 du *Haut-Parleur,* lequel mesurait de 0,1 µH à 100 mH et de 1 pF à 0,1 µF.

Rappel du principe

Tout d'abord, rappelons la méthode indiquée le mois dernier (voir fig. 1). Une impédance à déterminer est placée en série avec une résistance R de valeur connue. Les deux composants sont soumis à la tension sinusoïdale d'un générateur BF. Les deux éléments étant en série, l'intensité I qui les traverse est évidemment la même. Les voies Y_1 et Y_2 de l'oscilloscope mesurent les tensions développées aux bornes des deux éléments : soit RI pour Y_1 et ZI pour Y_2. Si R = Z, alors RI = ZI, et les tensions envoyées sur les voies verticales sont d'amplitudes égales, ce qui est très facile à constater sur l'écran, à condition de choisir la même sensibilité pour ces deux voies.

Si l'impédance Z est une inductance, on a :

$$Z = L\omega = L \times 2\pi F$$

ω étant la pulsation du signal BF et F sa fréquence.

Si cette impédance est un condensateur, on a :

$$Z = 1/C\omega = 1/C \times 2\pi F$$

A l'égalité des tensions Y_1 et Y_2, on a R = Z. R étant une résistance est très facile à mesurer. On peut alors déduire soit L, soit C, des formules ci-dessus, à condition de connaître F, la fréquence BF appliquée.

En utilisant à la fois un fréquencemètre numérique et un ohmmètre de même technologie, les mesures sont très précises et le résultat excellent !



FIGURE 1.
Procédé minimum de mesure de Z.

FIGURE 2.
Modification de la figure 1 rendant les masses communes.

FIGURE 3.
Cas de l'inductance, vecteurs hors point de mesure.

FIGURE 4.
Au point de mesure : $AB = OB\sqrt{2}/2$.

Notre schéma a pourtant un inconvénient : les masses du générateur BF et de l'oscilloscope sont distinctes ! Cela peut causer des soucis dans un atelier où normalement toutes les masses sont communes et reliées à la terre.

Nous avons donc revu ce schéma de manière à supprimer cet inconvénient, et en rendant en même temps les mesures plus rapides, sans nécessiter de calculs, au prix, c'est sûr, d'une précision moins bonne mais toujours suffisante pour ce type de travail !

Le nouveau schéma est visible en figure 2. On y retrouve évidemment la même structure de base : le générateur BF attaque toujours les composants R et Z connectés en série. On remarquera cependant que la résistance R est constituée d'un potentiomètre (monté en rhéostat) et d'une résistance fixe de butée. Ainsi, R pourra varier de r à r + P.

La voie Y_2 mesure toujours la tension aux bornes de Z, mais cette fois masse générateur et masse oscillo sont bien communes !

La voie Y_1 mesure une fraction de la tension du générateur, mais, pour comprendre la suite de l'exposé, il faut revenir nécessairement à la représentation vectorielle des tensions, déjà évoquée le mois dernier (voir la figure 3).

– Dans le cas de l'inductance :

La tension RI aux bornes de R est en phase avec l'intensité I. Elle est représentée par le vecteur $\overrightarrow{OA}$. La tension aux bornes de L est en avance de 90° sur l'intensité. Elle est représentée par le vecteur $\overrightarrow{AB}$, perpendiculaire à $\overrightarrow{OA}$. La somme des deux tensions, soit donc $\overrightarrow{OA} + \overrightarrow{AB}$, correspond à la tension du générateur, laquelle apparaît dans la figure sous la forme du vecteur somme de $\overrightarrow{OA}$ et $\overrightarrow{AB}$, c'est-à-dire de $\overrightarrow{OB}$.

Dans le cas de la figure 3, on constate que les tensions $\overrightarrow{OA}$ et $\overrightarrow{AB}$ sont inégales, avec RI > ZI. Nous obtenons alors un triangle rectangle OAB quelconque, avec les côtés OA et AB inégaux.

Plaçons-nous maintenant dans le cas de deux tensions égales, ce que montre la figure 4. Dans ce cas, le triangle OAB devient rectangle isocèle, avec les côtés OA et AB égaux, les angles O et B mesurant 45°. Ce triangle est un demi-carré. Nous pouvons appliquer le théorème de Pythagore, valable

dans tous les triangles rectangles particuliers ou quelconques :

$OB^2 = OA^2 + AB^2$

$= 2\,OA^2 = 2\,AB^2$

d'où l'on peut tirer :

$OB = OA\sqrt{2} = AB\sqrt{2}$

ou, inversement :

$AB = OA = OB\sqrt{2}/2 \simeq OB \times 0{,}707$

Ces calculs, qui rappellent peut-être à certains les joies nuancées de leur jeunesse, nous amènent à la conclusion pratique suivante : au moment de l'égalité des tensions aux bornes de R et Z (fig. 1 et 2), la tension aux bornes de Z (ou de R) est égale à 0,707 fois celle du générateur BF. Il suffit donc de déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 de la figure 2 pour obtenir exactement la même réduction, ce qui nous permettra de déceler l'égalité des tensions RI et ZI aussi facilement pour la figure 2 que cela se faisait dans la figure 1, avec l'aide de l'oscilloscope à double trace.

R_1 et R_2 forment un pont diviseur. La tension du générateur BF est appliquée à $R_1 + R_2$, tandis que Y_1 mesure la tension aux bornes de R_2 seule, d'où :

$$\frac{U_G}{R_1 + R_2} = \frac{Y_1}{R_2}$$

ou : $Y_1 = U_G \times R_2/(R_1 + R_2)$

Fixons R_2 à 10 kΩ. Il faut trouver R_1 pour avoir $R_2/(R_1 + R_2) \simeq 0{,}707$, soit :

$$10/R_1 + 10 = 0{,}707$$

$$0{,}707\,R_1 + 7{,}07 = 10$$

$$R_1 = (10 - 7{,}07)/0{,}707$$

$$R_1 \simeq 4{,}14$$

Nous choisirons donc :

$R_1 = 4{,}14$ kΩ et $R_2 = 10$ kΩ

Ainsi, au moment précis de l'égalité des tensions aux bornes de R et Z, celles de Y_1 et Y_2 le seront aussi !

Mais revenons au composant variable R, constitué d'un potentiomètre de 10 kΩ de type bobiné, en série avec une résistance fixe de 100 Ω. Rappelons l'équation de l'égalité des tensions. D'abord dans le cas de l'inductance.

$RI = ZI = L\omega I$

$RI = L \times 2\pi F \times I$

en simplifiant par I :

$R = L \times 2\pi F$

soit : $L = R/2\pi F$

Nous pouvons nous arranger pour rendre le diviseur $2\pi F$ égal à une puissance de 10 : 100, 1 000 ou 10 000... ! Ainsi le calcul de L sera particulièrement facile : L = R/100 ou R/1 000 ou R/10 000.

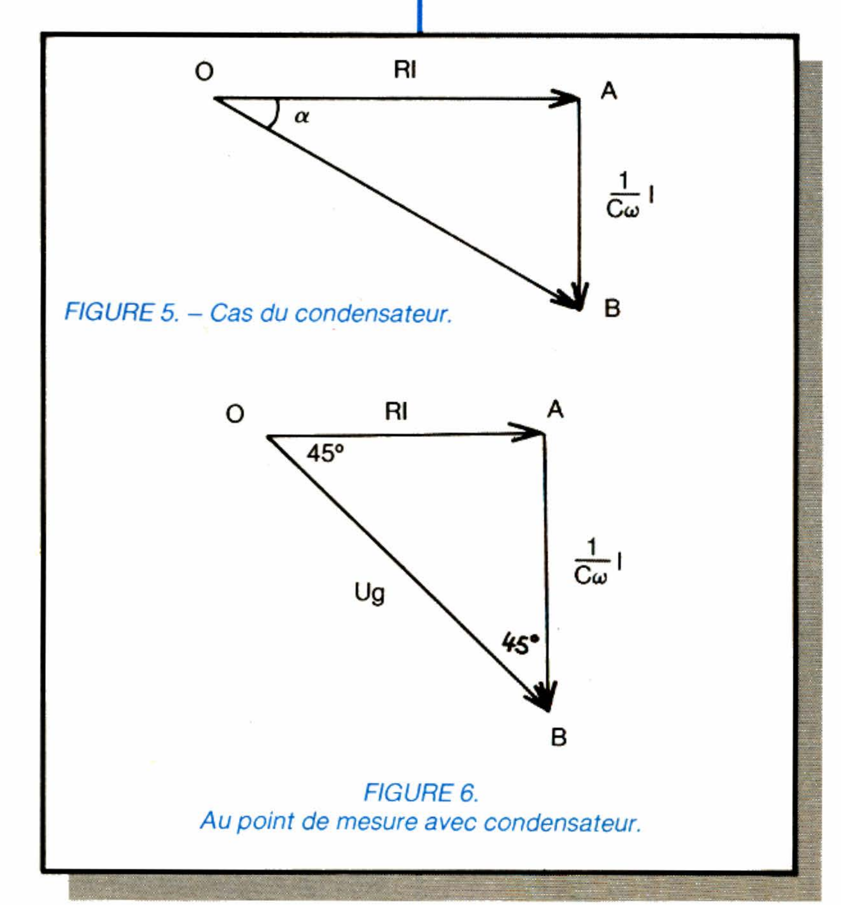


FIGURE 5. – Cas du condensateur.

FIGURE 6. Au point de mesure avec condensateur.

Pour avoir cette condition :

$2\pi F = 100 \rightarrow F = 100/2\pi \simeq 15{,}915$ Hz

$2\pi F = 1\,000 \rightarrow F = 1\,000/2\pi \simeq 159{,}15$ Hz

$2\pi F = 10\,000 \rightarrow F = 10\,000/2\pi \simeq 1\,591{,}5$ Hz

$2\pi F = 100\,000 \rightarrow F = 100\,000/2\pi \simeq 15\,915$ Hz

Dans ces conditions et pour ces fréquences, si le potentiomètre P est gradué en ohms, la graduation correspondra, à une virgule près, à la valeur de l'inductance inconnue en henrys !

– Dans le cas du condensateur :

La figure 5 montre la composition vectorielle des tensions dans ce cas. Le vecteur $\overline{OA}$ représente toujours la tension aux bornes de R, en phase avec I. Le vecteur $\overline{AB}$, celle aux bornes de Z, ici de C. On constate que la tension AB est en retard de phase de 90° sur l'intensité.

L'égalité des deux tensions donne encore un triangle rectangle isocèle (voir fig. 6). Cela prouve que, au sens près, les résultats des calculs précédents restent parfaitement applicables. Les résistances R_1 et R_2 de la figure 2, définies pour les inductances, ne sont pas à modifier pour les capacités !

A l'égalité des tensions, on a :

$RI = 1/Cw \times I$

ou $R = 1/C\omega = 1/C \times 2\pi F$

soit $C = (1/R) \times (1/2\pi F)$

On retrouve le même diviseur $2\pi F$, ce qui permet de récupérer tous les résultats précédents, obtenus pour les inductances. Par contre, C est proportionnel non plus à R, mais à son inverse ! Cela va nous obliger à prévoir deux graduations de P : une directe en ohms, pour les inductances et une autre, inverse en mhos, correspondant à la conductance, pour les capacités.

Réalisation pratique

1. Liste des composants

1 potentiomètre bobiné de 10 kΩ (P), grand diamètre de préférence.

1 résistance fixe de 100 Ω (r).

1 R_1 de 4,14 kΩ :

– soit de 4,12 kΩ, de la série E96 à 1 %, valeur approchée de 4,14 kΩ ;



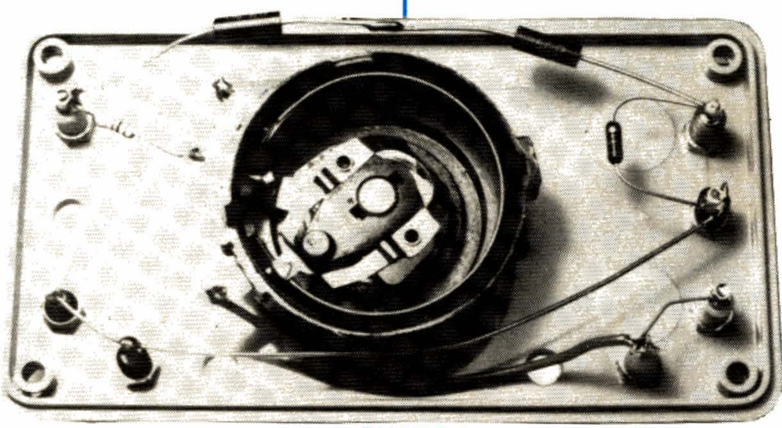


PHOTO A.
Câblage du mini-pont.
On ne peut guère faire plus simple !

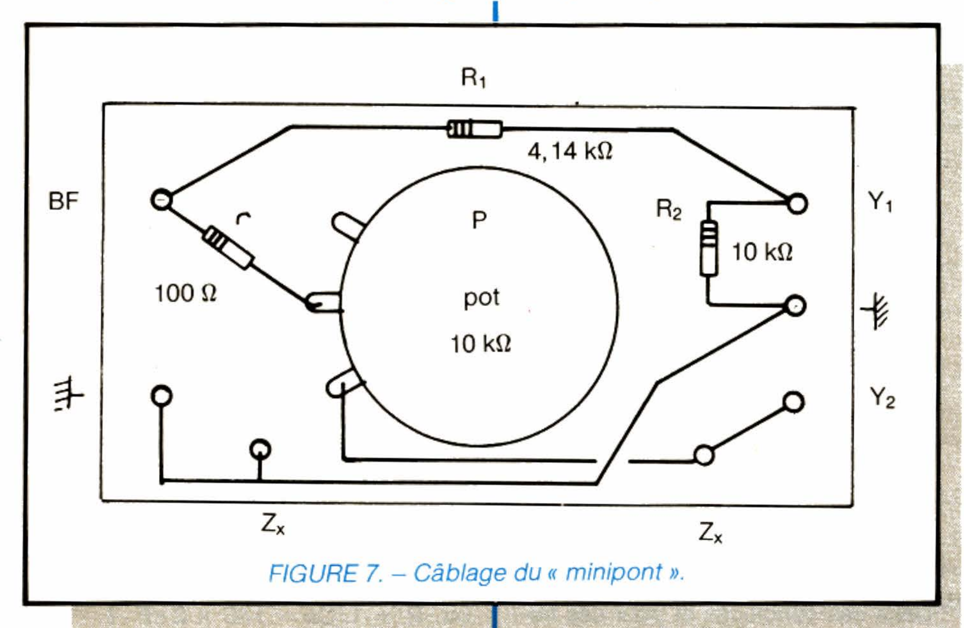


FIGURE 7. – Câblage du « minipont ».

– soit 2,74 kΩ en série avec 1,40 kΩ toutes deux de la série E96 à 1 %.

1 R_2 de 10 kΩ, 1 %.
7 douilles bananes.
1 boîtier quelconque.

2. Câblage

Difficile de faire plus simple pour un appareil de mesure ! Ceux qui prétendent que l'auteur ne sait faire que du compliqué vont la trouver mauvaise !

La figure 7 montre la disposition retenue pour le proto. La photo A complète ce paragraphe. Des modifications de disposition sont évidemment possibles, rien n'étant critique dans ce montage.

3. La graduation

La résistance R, constituée de P + r, varie de 100 Ω à 10 000 + 100 Ω, soit de 100 à 10 100 Ω. Nous avons opté pour une graduation allant de 1 à 101 (voir les photos B et C). Pour tracer cette graduation, mesurer la résistance R à l'ohmmètre, numérique de préférence, et marquer un point aux valeurs remarquables : 1 pour 100 Ω, 2,5 pour 250 Ω, 5 pour 500 Ω... 100 pour 10 000 Ω.

La graduation inverse demande un petit calcul : à « n » de la graduation directe correspond 100/n de la graduation inverse. Ainsi à 50 correspond 100/50, soit 2.

Les photos donnent une très bonne idée du résultat à obtenir. Pour le proto, après un tracé préliminaire sur papier, la graduation a été reportée sur un support Scotchcal de face avant du boîtier. L'appareil a ainsi une meilleure allure !

4. Utilisation

Faut-il vous l'avouer ? Eh, oui ! Le générateur BF idéal pour alimenter le mini-pont est le TBF3, décrit en même temps, dans les pages de cette revue. En effet, il suffit de placer les roues codeuses sur 796, et le commutateur x_1/x_2 sur x_2, pour sortir 2 × 796, soit 1 592 Hz, en gamme 1. On obtient 15 920 Hz en gamme 10, 159,2 Hz en gamme 10^{-1} et 15,92 Hz en gamme 10^{-2} ! Soit un écart de ... 0,028 % par rapport à la fréquence idéale !

Bien entendu, si vous n'avez pas encore un TBF3, un autre générateur convient aussi. On peut soit se fier à son étalonnage (aie !) soit, ce qui est mieux, mesurer la fréquence en continu, au fréquencemètre. Il suffit alors de régler l'appareil sur 16, 160, 1 600 ou 16 000 Hz, donnant un écart de 0,5 % seulement, ce qui est tout à fait satisfaisant, sinon trop !

La tension de sortie du générateur peut être quelconque. Avec le TBF3 ou ses frères plus âgés, choisir de préférence une tension de 1 Vcc, résistant parfaitement à une charge réduite à 200 Ω, au minimum de P. Dans ces conditions l'oscilloscope aurait une sensibilité de 0,2 V/div. sur les deux voies verticales.

Le tableau suivant donne la correspondance entre la graduation type (de 0 à 100) et le résultat de la mesure :

Gammes	Fréquences	k	L	C
1	15,92 Hz	1	H	µF
2	159,2 Hz	/ 10	H	µF
3	1 592 Hz	× 10	mH	nF
4	15 920 Hz	1	mH	nF

Le coefficient k donne la correspondance entre la graduation et la mesure effective. En gammes 1 et 4, les lectures sont directes. En gamme 2, il faut diviser par 10. En gamme 3, il faut multiplier par 10.

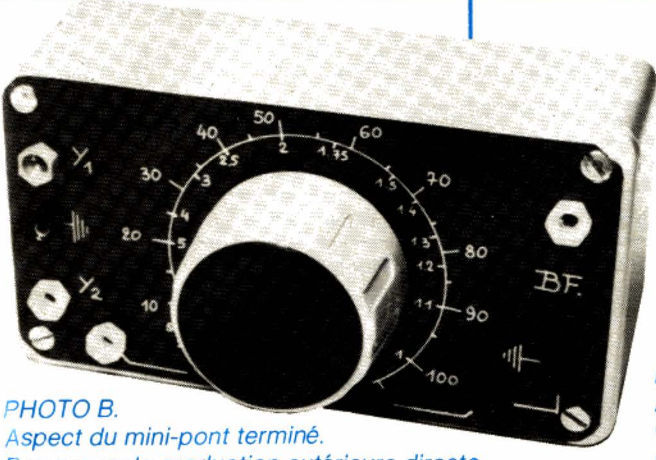


PHOTO B.
Aspect du mini-pont terminé.
Remarquer la graduation extérieure directe en ohms pour les inductances, et la graduation interne en mhos, pour les capacités.



PHOTO C.
Autre vue du mini-pont. On voit ici le tableau d'utilisation collé sur une face, pour faciliter l'emploi de l'appareil.

Exemples

Mesure d'une inductance

Gamme 3

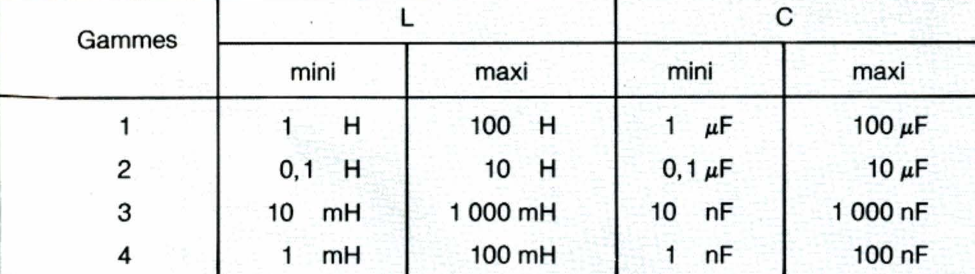
Fréquence du générateur : 1 592 Hz.
Lecture sur la graduation directe : 50.
k = × 10, donc 50 × 10 = 500.
Unité : mH.
L'inductance mesure 500 mH.

Mesure d'un condensateur

Gamme 2

Fréquence du générateur :
159,2 Hz.
Lecture sur la graduation inverse : 2,5.
k = / 10, donc 2,5 / 10 = 0,25.
Unité : μF.
Le condensateur mesure 0,25 μF.

Remarquons que les valeurs extrêmes mesurées sont :



Gammes	L		C	
	mini	maxi	mini	maxi
1	1 H	100 H	1 μF	100 μF
2	0,1 H	10 H	0,1 μF	10 μF
3	10 mH	1 000 mH	10 nF	1 000 nF
4	1 mH	100 mH	1 nF	100 nF

Chaque gamme possède un rapport de mesure de 100 ! Les gammes se recouvrent donc fortement, ce qui permet toujours de choisir celle qui donne la meilleure précision.

On peut rappeler que, à l'égalité des tensions RI et ZI, correspondant à un point de mesure, le déphasage entre le signal du générateur (OB) et la tension aux bornes de Z (AB) est de 45°, aussi bien avec une inductance qu'avec un condensateur. Les photos D, E et F illustrent ces conditions.

Photo D : signaux Y_1 et Y_2 hors point de mesure. Les tensions sont très différentes.

Photo E : les mêmes signaux au point de mesure, donnant l'égalité des deux amplitudes.

Photo F : gros plan de E, pour mesure du déphasage. En balayage décalibré, la période occupe 8 divisions, le déphasage étant alors de 1 division, soit une valeur de 360°/6 = 45°. Ce qui corrobore bien la théorie !

PHOTO D. – Signaux Y_1 et Y_2 hors accord : les amplitudes sont différentes.

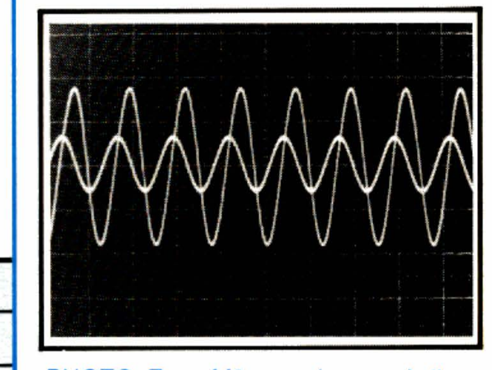


PHOTO E. – Mêmes signaux à l'accord du mini-pont : les amplitudes sont égales.

Conclusion

Si vous avez la chance d'avoir un bon oscilloscope à double trace et un générateur BF, nous pensons que vous devez réaliser le montage proposé ! Nous avons vu récemment décrire des ponts RLC fort complexes ! Mesurent-ils jusqu'à 100 henrys ? Certainement pas ! Par ailleurs, la mesure des résistances au pont n'a aucun intérêt depuis l'existence des ohmmètres numériques. Enfin, ces ponts ont le grave défaut d'exiger des impédances de comparaison.

Et c'est bien là que le bât blesse, car ces inductances ou capacités étalonnées sont quasi introuvables ! Ce gros défaut des ponts classiques constitue évidemment le point fort de notre mini-pont ! Pas la moindre bobine de référence ! Alors, chers amis... à vos fers à souder !

F. THOBOIS

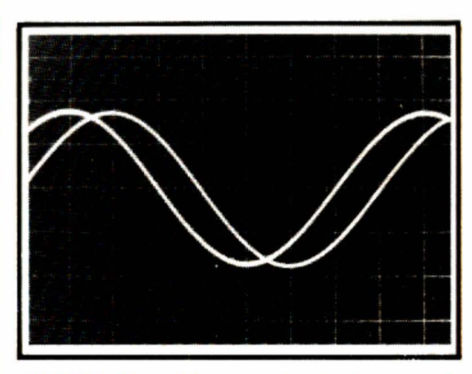


PHOTO F. – Mesure du déphasage à l'accord : 1 division pour 8, cela fait 45° !

LE TOUR DE FRANCE DES RADIOS LOCALES PRIVEES

14 - CALVADOS		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
89,3 MHz	**Arlette Falaise Medias,** B.P. 90, av. du Général-de-Gaulle, 14700 Falaise	(31) 90.01.01
93,9 MHz	**Radio Vire F.M.,** B.P. 108, route de Caen, 14503 Vire Cedex	(31) 67.24.88
93,7 MHz	**Radio Deauville,** Le Relais de Tourgeville, 8, bd de Bénerville, 14000 Deauville	(31) 88.08.61
93,7 MHz	**Radio Cahotte,** 5, rue de Londres, 14360 Trouville	

15 - CANTAL		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
89,0 MHz	**Radio 15,** 1, rue Jean-Moulin, 15000 Aurillac	(71) 64.15.70

16 - CHARENTE		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
102,1 MHz	**Angoulême Radio 102,** 7, rue Massillon, 16000 Angoulême – Association de diffusion angoumoisine	(45) 95.81.85
100,5 MHz	**Super Tonus Radio,** STR 101, Coulgens, 16560 Tourriers	(45) 63.95.53
99,9 MHz	**Radio Marguerite,** 16, bd Berthelot, 16000 Angoulême – Association pour le développement de l'information audiovisuelle charentaise	(45) 92.39.39
98,1 MHz	**Radio Quartier Orange,** 43, rue de Genève, 16000 Angoulême	(45) 38.11.09
98,7 MHz	**Radio Feuille de vigne,** 14, rue du Port, 16100 Cognac	(45) 82.64.66
96,9 MHz	**Horizon F.M.,** B.P. 5, 16001 Angoulême Cedex – Association de radiodiffusion charentaise	(45) 38.08.04
95,8 MHz	**Radio L'Houmeau,** 7, rue Gandillaud, 16000 Angoulême	(45) 68.37.69
90,2 MHz	**Renaissance F.M.,** 26, rue de Genève, 16000 Angoulême	(45)38.22.96
88,6 MHz	**FM 89,** 8, rue Lamartine, 16100 Cognac	(45) 32.53.95

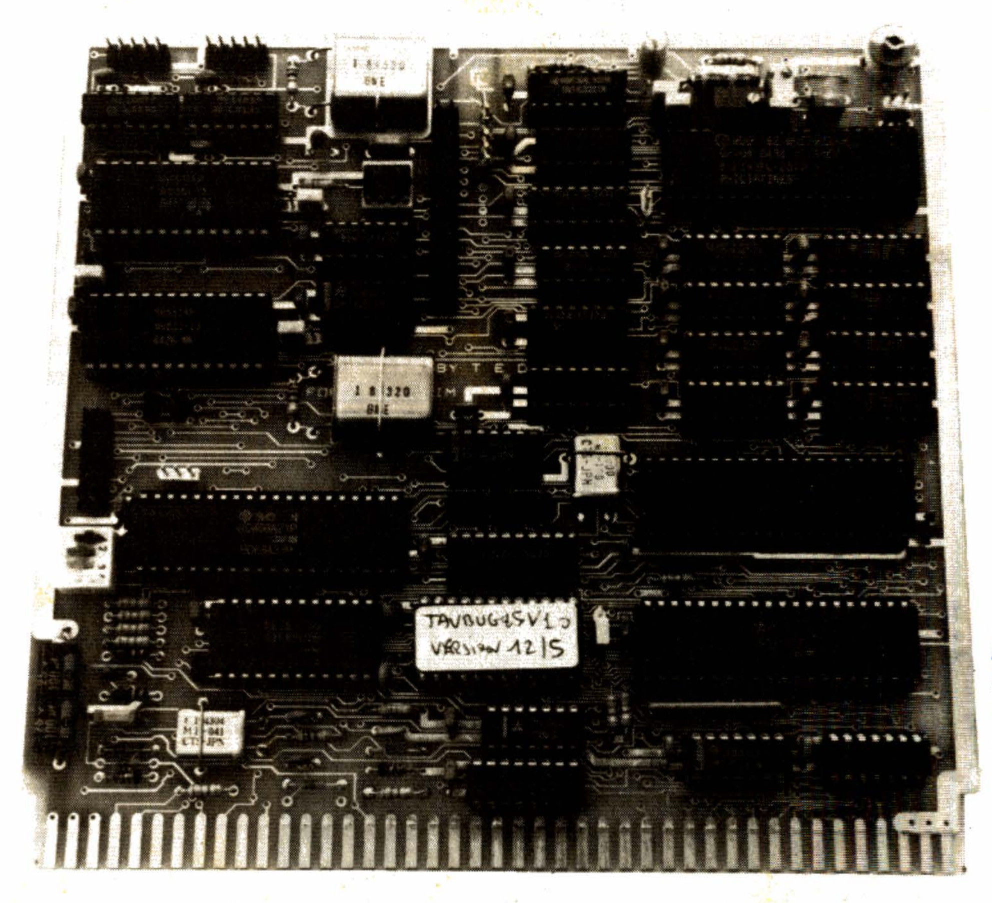
19 - CORREZE		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
90,9 MHz	**R.B.L.,** 114, av. Ribot, 19100 Brive	(55) 88.25.25
95 MHz	**Radio Licorne,** B.P. 52, 19102 Brive Cedex	
103,8 MHz	**Radio Gaillarde,** 27, av. Jean-Jaurès, 19100 Brive	(55) 24.25.63
102,5 MHz	**Radio Laser,** B.P. 257, 19109 Brive Cedex	(55) 87.23.23
100,9 MHz	**Radio Chardon,** Place de la Poste, 19300 Egletons	(55) 93.23.22
101,9 MHz	**Radio Pompadour – Air Campagne,** La Malferie, 19230 Beyssenac	(55) 73.10.16
100 MHz	**Radio Arc-en-Ciel,** 2 bis, rue du Colombier, 19270 Sainte-Fereole	(55) 85.68.46
102,9 MHz	**Radio Dira,** B.P. 98, 19003 Tulle Cedex	(55) 26.45.05
99 MHz	**Radio MJC Ussel,** Place de Verdun, 19200 Ussel	(55) 96.24.52

20 - CORSE		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
101,2 MHz	**Voce Nustrale,** 20230 Cervioni	(95) 38.12.83
91,7 MHz	**Radio Citadelle,** Chez « Tao », Citadelle de Calvi, 20260 Calvi	(95) 65.19.64
95,3 MHz	**Alta Frequenza,** Immeuble des Genêts, 15, rue du Cdt-Benielli, 20189 Ajaccio	(95) 51.04.38
100,8 MHz	**Cap Radio Cosica,** B.P. 105, 20200 Bastia	(95) 33.43.99
89,7 MHz	**U Ribombu,** 25, rue Napoléon, 20200 Bastia	(95) 32.66.47

21 - COTE-D'OR		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
92,3 MHz	**Radio Escargot,** MJC Place de la Mairie, 21150 Venarey-les-Laumes	(80) 96.88.02
90,7 MHz	**Radio 2000,** 18, rue Proudhon, 21000 Dijon	(80) 32.89.48
91,5 MHz	**Radio 5,** 21, rue du Petit-Potet, 21000 Dijon	(80) 56.53.48
	Radio Bonheur, 5, rue E.-Quinet, 21000 Dijon	(80) 72.46.94
94,7 MHz	**Dijon Campus,** 6, bd Gabriel, 21000 Dijon	(80) 32.08.08
87,9 MHz	**Radio K Libre,** 18, rue du Dr-Calmette, 21000 Dijon	(80) 41.67.87

REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL

Nous continuons aujourd'hui la description du schéma de la carte principale du TAV85 afin de pouvoir aborder, aussitôt après, sa réalisation.



Le prototype de la carte équipée de tous ses composants. Il n'y a pas encore de vernis épargne ni de sérigraphie.

L'interface parallèle

Cette interface est située dans la partie supérieure droite de la figure 2 de notre précédent numéro et est confiée à un 6821 ou PIA qui est le circuit d'interface parallèle typique de la famille de microprocesseurs 6800/6809. Ce circuit comporte deux ports parallèles 8 bits, PA_0 à PA_7 et PB_0 à PB_7, et quatre lignes de dialogue (deux par port) CA_1, CA_2 et CB_1, CB_2. Ces ports sont programmables individuellement et ligne par ligne en entrées ou en sorties, ce qui rend ce circuit très polyvalent. Le port B est programmé en sortie et est utilisé pour l'interface imprimante aux normes « Centronics » ou « parallèle 8 bits », selon les fabricants. Ce standard de connexion d'imprimante est le plus répandu mais, comme nous avons voulu tout prévoir, notre TAV85 peut aussi recevoir une imprimante à interface série grâce à un circuit que nous verrons tout à l'heure.

Afin de fournir des signaux corrects à l'imprimante, un buffer constitué par un amplificateur trois états type 74LS541 est utilisé sur les 8 lignes de données, tandis qu'un morceau libre d'un autre buffer (un 74LS367 ou 8T97) est utilisé sur la ligne dialogue CB2.

L'autre port du PIA est partiellement utilisé en entrée sur PA_0 à PA_3 afin de pouvoir lire la position de quatre interrupteurs S_8 à S_{11} qui permettent de choisir la configuration du système, ainsi que nous vous l'expliquerons lors de la présentation du mode d'emploi. Les autres lignes, PA_4 à PA_7, et les deux lignes de dialogue CA_1 et CA_2 sont libres et peuvent être utilisées par le circuit de votre choix.

Ce PIA est relié aux lignes de données du bus, aux lignes de contrôle classiques et aux lignes d'adresses A_0 et A_1 car il contient six registres internes adressables comme quatre positions mémoire. Comme il est susceptible de générer des interruptions, un strap S_6 permet ou non de relier ses sorties IRQA ou IRQB à la ligne IRQ du bus et, donc, du 6809.

Les deux moitiés de PIA sont accessibles chacune sur un connecteur à 16 points afin de faciliter au maximum la mise en œuvre de la carte.

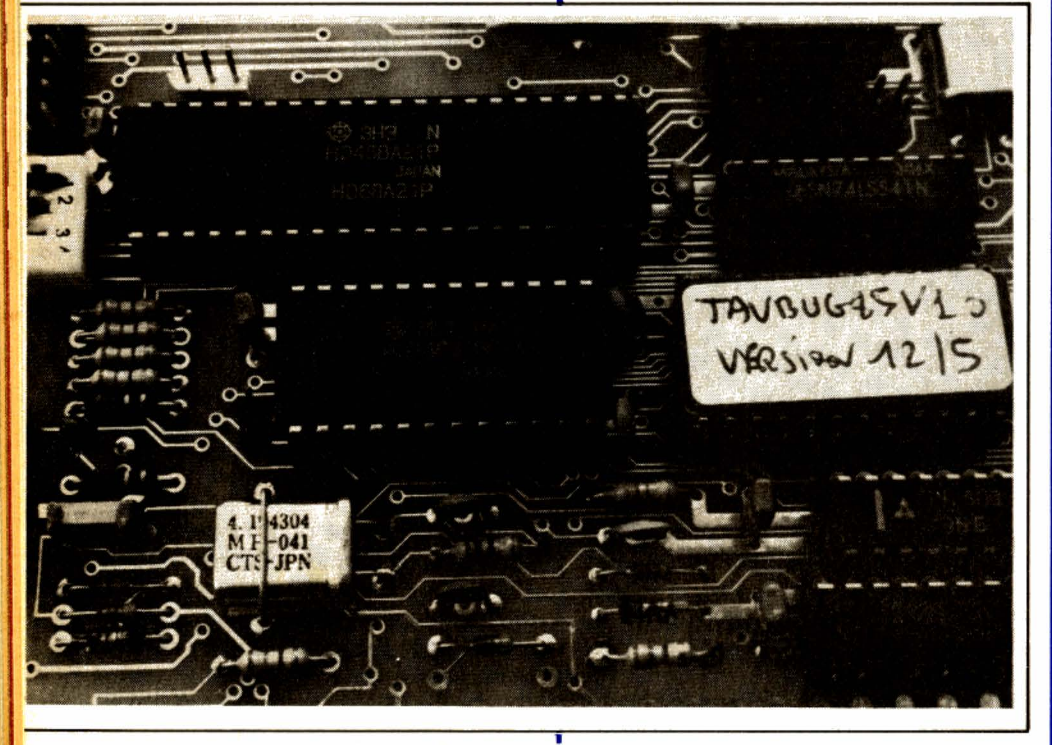
L'horloge temps réel

Elle est située dans la partie basse de la figure 2 déjà évoquée, et utilise le circuit IC05 qui n'est autre qu'un MC ou HD 146818. Ce circuit est un circuit CMOS, à faible consommation donc, qui contient une horloge pilotée par quartz donnant en permanence, dans une série de registres internes : heures, minutes, secondes, jour de la semaine, jour du mois, mois, année. Le circuit tient compte tout seul des années bissextiles comme les meilleures montres digitales actuelles. En outre, ce circuit peut générer, à des intervalles de temps réguliers et programmables, des interruptions qui sont ou non prises en compte par le 6809 selon que S_{22} est mis en place ou non. Des registres spéciaux existent également dans ce circuit pour programmer une heure dite d'alarme qui, lorsqu'elle est atteinte, positionne un bit dans un registre interne et génère une interruption.

Ce n'est pas mal pour un seul petit boîtier 24 pattes, n'est-ce pas ? Eh bien ! ce n'est pas tout. En effet, ce 146818 contient aussi 50 octets de mémoire vive sauvegardables par batterie de même que l'horloge, car c'est là l'intérêt fondamental du circuit : du fait de sa technologie CMOS, il est possible, lorsque le TAV85 n'est pas sous tension, de l'alimenter par batterie. Il continue alors à tenir heure et date à jour ainsi que le contenu de ses 50 octets de RAM mais, et c'est encore plus fort, il sait aussi indiquer, grâce à un bit interne, si les batteries sont restées en état ou se sont épuisées et, donc, si les indications qu'il contient sont toujours bonnes ou non.

Son interfaçage avec le bus du 6809 est un peu particulier car ce circuit est prévu en principe pour un bus multiplexé, ce qui n'est pas le cas ici. Cela n'introduit aucune restriction d'emploi mais nécessite un adressage interne en deux temps, que nous décrirons lors de la présentation logicielle du système. Les divers résistances et condensateurs visibles sur la partie droite du boîtier et connectés sur VDD, RESET et PS permettent un passage propre du mode alimentation normale au mode alimentation par batterie afin de conserver l'intégrité des données internes au 146818.

Précisons pour terminer que la présence de ce circuit dans le système n'est pas indispensable. Il peut donc être supprimé, ainsi que tous ses composants passifs connexes, si vous voulez minimiser le prix de revient, étant entendu qu'il vous sera possible de l'ajouter ensuite à tout instant sans devoir modifier quoi que ce soit.



L'horloge temps réel, la ROM du moniteur et, dans le fond, le PIA.

Les deux interfaces séries asynchrones

Deux circuits identiques sont utilisés sur la carte pour vous permettre de disposer de deux liaisons séries asynchrones à la norme RS 232. Si la carte est utilisée avec un terminal externe, un de ces circuits est utilisé pour la liaison avec ce dernier, tandis que si notre TAV85 est réalisé en version autonome et, donc, comporte sa carte interne de visualisation, une moitié seulement de ce même circuit est utilisée pour connecter le clavier. Dans les deux cas, un circuit reste entièrement libre et permet ainsi de relier à TAV85 un autre micro-ordinateur, un modem ou tout autre équipement disposant d'une liaison série RS 232.

Si vous n'êtes pas un familier de ce genre de liaision, nous vous invitons à lire, dans ce même numéro, la page du Minitel où sont expliqués les principes de base d'une telle liaison.

En ce qui concerne notre carte, des circuits très performants sont utilisés ; en effet, ils contiennent en interne leurs propres horloges de transmission, programmables par logiciel de 75 à 19 200 bauds, ce qui les rend totalement polyvalents. Ces circuits communiquent avec le 6809 via le bus de données et les lignes de contrôle habituelles et disposent de plusieurs registres internes, pour programmer leurs fonctions et pour écrire ou lire les caractères à émettre ou reçus, ce qui explique la présence des lignes d'adresses A_0 et A_1 sur ces boîtiers.

Côté « extérieur », outre la sortie de données séries TXD et l'entrée de données séries RXD, deux lignes de contrôles, normalisées en RS 232, sont disponibles, une en entrée ayant pour nom CTS, et l'autre en sortie ayant pour nom RTS.

Comme ces lignes ne sont pas présentes sur tous les équipements disposant d'une liaison RS 232, des straps sont prévus pour forcer CTS à la masse si nécessaire et permettre ainsi un fonctionnement des circuits même en l'absence de ces signaux. Ces deux circuits délivrant et acceptant des signaux aux normes TTL, il faut faire une conversion de niveaux puisque la norme RS 232 travaille avec des niveaux compris entre + et – 12 V. Des circuits classiques sont utilisés : les 1488 et 1489, qui contiennent chacun quatre portes et peuvent donc assurer ces adaptations pour nos deux liaisons.

Afin d'être le plus polyvalent possible et pour simplifier la connexion au clavier qui utilise une liaison série mais aux normes TTL, les signaux TTL de IC_{07} sont disponibles, conjointement à leurs homologues en RS 232, sur le connecteur J_{05}. IC_{08}, en revanche, ne fournit sur son connecteur J_{04} que des signaux RS 232.

Comme dans le cas de l'horloge temps réel vue ci-avant, et pour faire des économies, le circuit IC_{08} et ses composants passifs connexes peuvent être supprimés car ils ne sont pas indispensables dans la configuration de base du système.

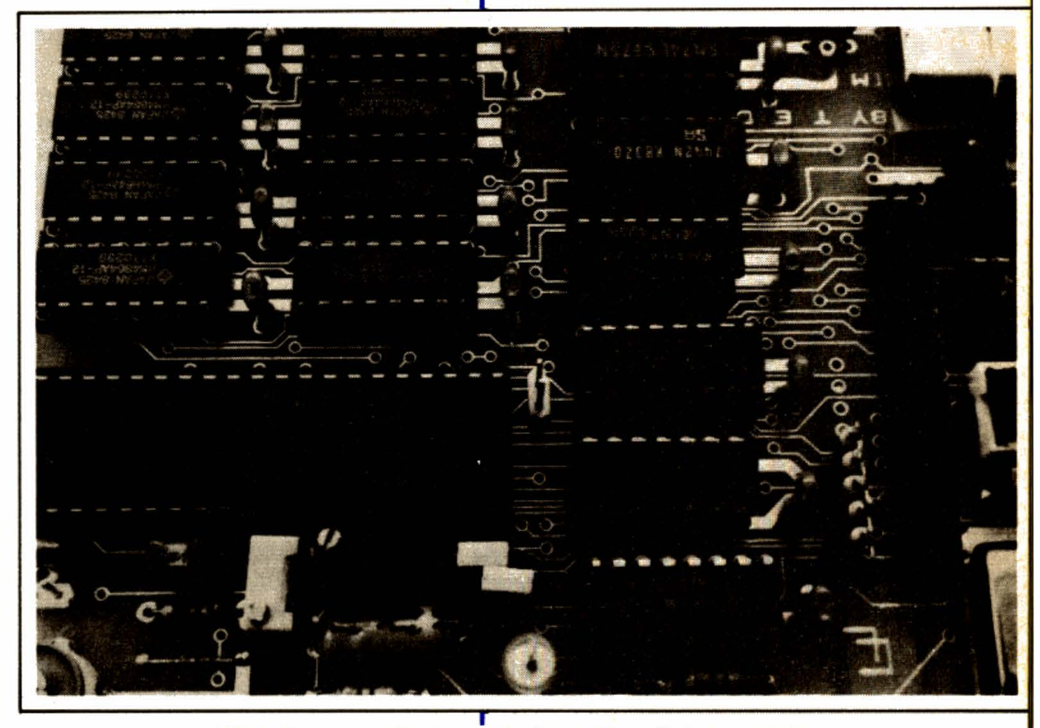
L'interface pour lecteurs de disquettes

Elle constitue le dernier bloc fonctionnel du schéma de la carte et est un des plus importants. En effet, alors que nos précédentes réalisations, comme d'ailleurs la majorité des micro-ordinateurs de prix inférieur à 5 000 F, disposaient en version de base d'un stockage des programmes sur magnétophone à cassettes, avec tous les inconvénients que l'on sait (lenteur, manque de fiabilité, aucun traitement automatique possible, etc.) TAV85 dispose d'origine d'une interface pour lecteurs de disquettes. Malgré le léger surcoût que cela entraîne, nous avons pris cette décision car on trouve actuellement sur le marché des lecteurs de disquettes à partir de 1 000 à 1 500 F et que, même si à ce prix là ce ne sont pas des modèles dernier cri, c'est toujours infiniment mieux qu'un magnétophone à cassettes, tant sur le plan des possibilités que sur celui de la fiabilité.

Afin de vous permettre de connecter sur TAV85 n'importe quel lecteur de disquettes 5 pouces du marché, nous avons conçu une interface très souple et configurable facilement. Nous pouvons donc affirmer que tout lecteur de disquettes 5 pouces 1/4 du marché, quelle qu'en soit la marque et pourvu qu'il dispose d'une interface normalisée (appelée parfois « Industry Standard » dans les documentations de langue américaine, ou encore interface compatible Shuggart), peut être connecté à notre carte. Ces lecteurs peuvent être simple ou double face, simple ou double densité, 40 ou 80 pistes (on dit encore 48 ou 96 tpi). Sont exclus de cette liste les lecteurs de disquettes pour micro-ordinateurs Apple et compatibles qui sont hors de tout standard industriel et qu'il est absolument impossible d'adapter. Nous donnerons, lorsque nous parlerons du clavier et du moniteur TV, quelques indications complémentaires relatives aux choix des lecteurs de disquettes afin de vous aider au mieux dans cette recherche, mais d'ores et déjà, et pour ceux d'entre vous qui souhaitent s'équiper avec du matériel neuf et garanti, nous pouvons préconiser les lecteurs suivants :

– si vous voulez des lecteurs 40 pistes, ce qui conduit à avoir environ 360 Ko par disquette, les modèles Canon MDD 121 et Basf 6128 (il n'y a qu'un changement d'étiquette entre les deux !) conviennent très bien et se trouvent à un prix très honnête dans de nombreux magasins (1 800 F TTC en moyenne) ;

– si vous voulez des lecteurs 80 pistes, ce qui conduit à avoir environ 720 Ko par disquette, les modèles Canon MDD 221 et Basf 6138 (idem) conviennent parfaitement et se trouvent aussi à un prix très intéressant (de l'ordre de 2 000 F TTC) compte tenu de leur ca-



L'interface pour lecteurs de disquettes. Remarquez le connecteur utilisé, conforme au dessin de la figure 2.

pacité (il y a seulement un an, de tels lecteurs coûtaient près du double !).

Dans un cas comme dans l'autre, le choix de ces lecteurs (ou de modèles identiques) est impératif si vous voulez en loger deux dans le boîtier. En effet ce sont des modèles « tiers » d'épaisseur (41 mm de hauteur totale).

Cela étant précisé, voyons quelles sont les particularités de notre interface. Tout d'abord, elle fait appel à un contrôleur de lecteurs de disquettes intégré récent, le WD 2797 de Western Digital, qui simplifie bien les choses. En effet, ce circuit se charge de la gestion de tous les signaux à destination des lecteurs, hormis ceux de mise en marche des moteurs et de sélection des lecteurs qui sont traités extérieurement. Ce circuit comprend des macrocommandes qui sont écrites dans ses registres internes par le microprocesseur, macrocommandes telles que, par exemple : aller lire le secteur N piste M. Il va de soi que de telles possibilités permettent de simplifier grandement le logiciel et le matériel. Les signaux de sortie et d'entrée de ce circuit sont impropres à commander directement des lecteurs de disquettes ; aussi sont-ils traités en sortie par des portes à collecteur ouvert (7406) et en entrée par des inverseurs à trigger de Schmitt, assurant une remise en forme des signaux. Nous n'allons pas préciser ici le rôle de tous ces signaux que nous verrons plus en détail ultérieurement, lorsque vous aurez commencé à utiliser votre TAV85.

Remarquons sur ce circuit un certain nombre de straps qui, hormis S_{11} qui sert à mettre le circuit en mode test pour procéder au réglage des potentiomètres ajustables P_{01} et P_{02}, permettent de sélectionner diverses options compte tenu des lecteurs de disquettes utilisés. En effet, certains lecteurs ont les têtes chargées en permanence, d'autre, non, certains lecteurs génèrent un signal READY indiquant qu'ils sont prêts, d'autres non, etc. Tous ces cas peuvent être pris en compte par notre interface grâce aux straps de configuration.

Sur la partie droite du WD 2797 se trouve la circuiterie de génération de signal READY artificiel (pour les lecteurs ne possédant pas ce signal) et aussi le registre de sélection des lecteurs qui, grâce aux lignes DS_0 à DS_3, permet de sélectionner et donc de connecter jusqu'à quatre lecteurs.

FIGURE 1. – Nomenclature des composants de la carte principale.

Repère	Nombre	Types et équivalents
IC_1	1	MC 6809 E ou EF 6809 E ou HD 6809 E
IC_2	1	MC 6883 ou SN 74LS783
IC_3	1	WD 2797 ou FD 2797
IC_4	1	ROM moniteur (voir texte)
IC_5	1 (0)	MC 146818 ou HD 146818
IC_6	1	MC6821 ou EF 6821 ou HD 46821
IC_7, IC_8	2 (1)	SY 6551 ou R 6551
IC_9 à IC_{16}	8	MCM 6665 ou 4164 ou RAM 64 K × 1 bit compatible (voir texte)
IC_{17}	1	74LS138
IC_{18}	1	74LS175
IC_{19}	1	7442 ou 74LS42
IC_{20}	1	74221 ou 74LS221
IC_{21}	1	555
IC_{22}	1	74LS74
IC_{23}	1	74LS11
IC_{24}	1	74260 ou 74S260 ou 74LS260
IC_{25}	1	74LS02
IC_{26}	1	74LS541
IC_{27}	1	74LS367 ou 8T97
IC_{28}	1	7406 ou 74LS06
IC_{29}	1	74LS14
IC_{30}	1	74LS32
IC_{31}	1	74LS00
IC_{32}	1 (0)	MC 1488 ou LM 1488 ou 75188 ou...
IC_{33}	1 (0)	MC 1489 ou LM 1489 ou 75189...
D_1, D_5	2	OA119, AA119, OA222, ... diode germanium
D_2, D_3, D_4, D_6, D_7	5	1N914, 1N4148
XTAL1, XTAL2	2 (1)	Quartz 1,8432 MHz
XTAL3	1 (0)	Quartz 4,134 MHz
XTAL4	1	Quartz 16,000 MHz
SW1	1	Bloc de 4 mini-interrupteurs en boîtier DIL
P_1	1	Pot ajustable multitours 47 kΩ au pas de 2,54 mm
P_2	1	Pot ajustable multitours 10 kΩ au pas de 2,54 mm
CV_1	1	Condensateur ajustable 6/60 pF

La réalisation

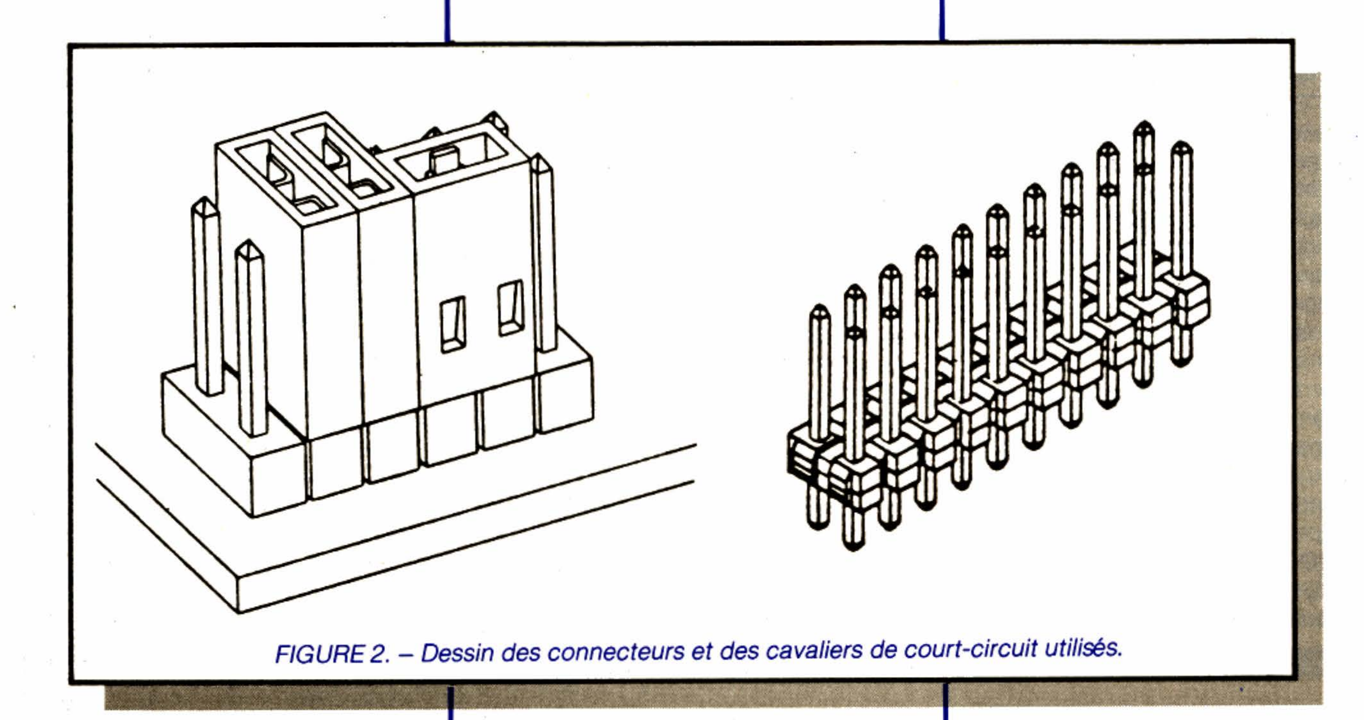
Nous en resterons là pour l'instant en ce qui concerne la description et l'étude théorique de notre système. En effet l'expérience acquise avec les deux micro-ordinateurs précédents nous a montré que vous étiez très nombreux à vouloir construire l'appareil rapidement, quitte à étudier ses fonctions et possibilités ensuite. Nous allons donc vous proposer maintenant de commencer la réalisation de la carte principale. Nous passerons ensuite au test de celle-ci grâce au moniteur de test dont nous avons parlé dans notre numéro de mai, et vous présenterons enfin les possibilités du DOS et du moniteur. A ce stade de la description, soit vous pourrez alors immédiatement utiliser votre TAV85 si vous possédez un terminal quelconque, soit il ne vous restera plus qu'à réaliser la carte de visualisation que nous vous proposerons alors. Lorsque tout cela sera fait, nous reviendrons sur l'étude théorique que vous pourrez vérifier et mettre en pratique sur votre propre appareil.

Les composants

L'approvisionnement des composants constitue toujours un problème majeur pour toute réalisation sortant un peu des sentiers battus et du trop classique ampli Hi-Fi archigalvaudé. Ici encore, l'expérience acquise avec nos deux précédentes réalisations nous a permis de prendre un certain nombre de dispositions que voici. Tous les composants, sans exception, de la carte principale que nous venons d'étudier sont disponibles, et des adresses pourront être fournies aux lecteurs qui rencontreraient des difficultés d'approvisionnement. Le circuit imprimé de la carte principale TAV85 a été dessiné et réalisé par Facim. Il est disponible à l'adresse de cette société : 19, rue de Hegenhein, 68300 Saint-Louis. Nous allons maintenant faire un maximum pour vous aider en commentant la nomenclature visible figure 1.

Premier point important, n'achetez pas un 6809 mais un 6809 E. Pour une fois, le suffixe a de l'importance car le 6809 contient une horloge interne et le E une horloge externe ; le 6809 « tout court » est inutilisable sur ce montage. IC_{04} est la ROM contenant le moniteur de test ou le moniteur définitif du sys-

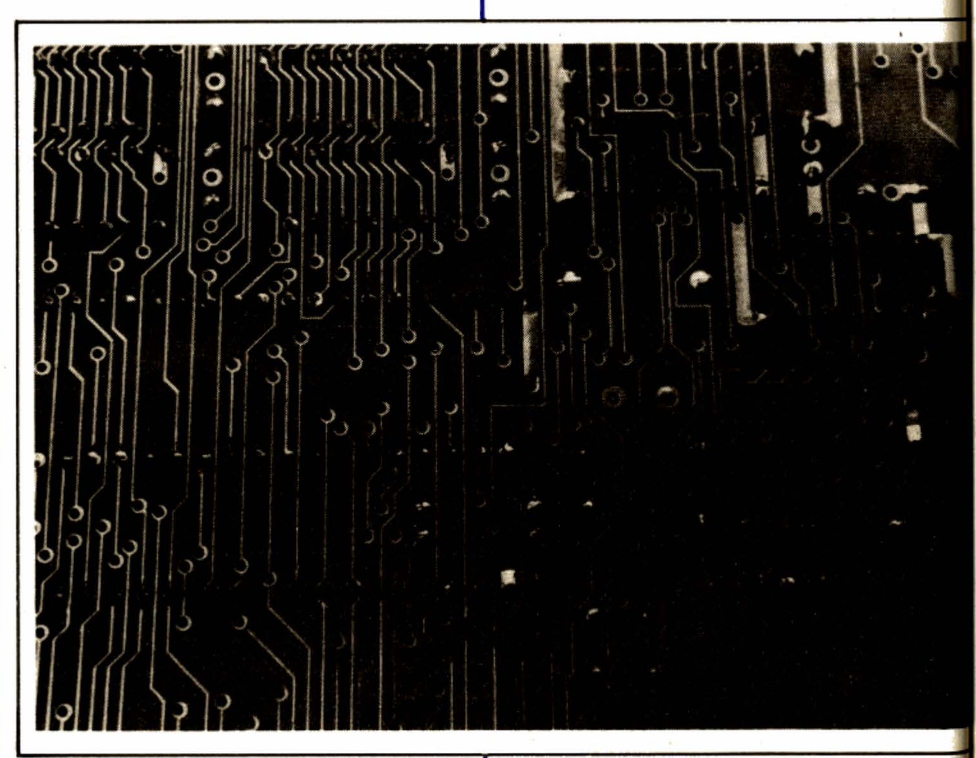
Repère	Nombre	Types et équivalents
RN_1	1	Réseau de 9 résistances, 1 point commun, boîtier SIP de 150 Ω
RN_2	1	Réseau de 9 résistances, 1 point commun, boîtier SIP de 2,2 kΩ
C_1	1	Chimique 100 µF, 10 V axial
C_8	1	Chimique 100 µF 10 V radial
C_3	1	Chimique 4,7 µF 10 V axial
C_9 et C_{47}	2	Chimiques tantale goutte de 1 µF 10 V (ou plus)
C_7	1	Polyester ou mylar 0,22 µF
C_{44}	1	Polyester ou mylar 0,1 µF
–	34	Céramique multicouche de 22 nF ou 100 nF
C_4 et C_5	2	Polyester, mylar ou céramique 4,7 nF
C_6 et C_{45}	2	Céramique 33 pF
C_2	1	Céramique 15 pF
R_{15}, R_{16}, R_{17}	3 (1)	Résistances 1/4 W, 5 % ou 10 % 10 MΩ
R_{13} et R_{33}	2 (1)	Résistances 1/4 W, 5 % ou 10 %, 4,7 MΩ
R_4 et R_5	2	Résistances 1/4 W, 5 % ou 10 % 100 kΩ
R_7 et R_{32}	2	Résistances 1/4 W, 5 % ou 10 % 47 kΩ
R_1 à R_3	9 (8)	Résistances 1/4 W, 5 % ou 10 % 3,3 kΩ
R_{19}, R_{14}, R_{28} à R_{31}		
R_{18}	1	Résistance 1/4 W, 5 % ou 10 % 1,5 kΩ
R_6	1	Résistance 1/4 W 5 % ou 10 % 1 kΩ
	4	Supports 40 pattes
	2 (1)	Supports 28 pattes
	2 (1)	Supports 24 pattes
	1	Support 20 pattes
	13	Supports 16 pattes
	10 (8)	Supports 14 pattes
	1	Support 8 pattes
J_4 et J_5	2 (1)	Connecteurs mâles 10 contacts (voir texte)
J_2 et J_3	2	Connecteurs mâles 16 contacts (voir texte)
J_1	1	Connecteur mâle 34 contacts (voir texte)
S_1 à S_{22}		Barrettes au pas de 2,54 mm pour straps et cavaliers de court-circuit (voir texte)
	1	Circuit imprimé
	1	Logiciel de base comprenant moniteur de test, moniteur et disquette DOS


FIGURE 2. – Dessin des connecteurs et des cavaliers de court-circuit utilisés.

tème. Elle est fournie toute programmée par la société CTEI qui se charge de la diffusion des logiciels (voir ci-après). Les mémoires IC_{09} à IC_{16} sont des RAM dynamiques 64 K-mots de 1 bit de 200 ns de temps d'accès ou moins (mais pas plus surtout). En principe, tous les modèles respectant ces indications conviennent, sauf les TMS 4164 de Texas Instruments qui ne s'utilisent pas comme les autres ! Les circuits TTL sont classiques et n'appellent pas de commentaire ; ils seront choisis, autant que faire se peut, dans la série LS afin de réduire la consommation du système, sauf pour certains boîtiers qui n'existent pas ou sont très rares dans cette série (7406 et parfois 7442, 74260 et 74221).

Attention aux diodes ; D_1 et D_5 doivent impérativement être des diodes au germanium, alors que les autres sont des diodes au silicium. Les quartz, malgré leurs fréquences « tordues », sont des classiques et se trouvent partout. Attention par contre au choix des potentiomètres multitours. Leurs emplacements sur le circuit imprimé sont prévus avec des pattes en ligne au pas de 2,54 mm. Ne vous faites pas « refiler » des vieux bidules monstrueux comme on en faisait encore il y a quelques années et que certains revendeurs peu scrupuleux écoulent maintenant chez les amateurs.

Les réseaux de résistances en ligne sont peu courants mais se trouvent tout de même chez les bons distributeurs de composants. Si vous êtes un habile soudeur, vous pouvez les faire vous-même. Prévoyez alors neuf résistances 1/4 de watt pour remplacer chacun d'eux. Pour ce qui est des condensateurs, attention au choix des 100 µF : l'un doit être axial (un fil à chaque bout), l'autre radial (les deux fils du même côté). Les autres sont classiques sauf les 34 de 22 ou 100 nF. Ces derniers sont utilisés pour découpler les boîtiers logiques et doivent être impérativement des modèles céramique multicouche, à l'exclusion de tout autre type (pas de polycarbonate, de céramique « tout court » ou autres). Le non respect de cette qualité de condensa-


Cette photo permet d'apprécier la finesse de tracé du circuit imprimé.

teur a conduit plusieurs réalisateurs des précédents systèmes à des fonctionnement erratiques, voire à des pannes totales. Nous les avions pourtant prévenus comme vous...

Les supports, malgré le surcoût qu'ils impliquent, sont indispensables pour un montage propre et une mise en service modulaire. Choisissez des modèles de bonne qualité (l'idéal, malgré son prix, étant le support à contact tulipe) pour éviter les mauvais contacts, sources de pannes très pénibles à détecter.

Les connecteurs enfin sont des modèles particuliers, compte tenu de la très haute densité de composants de la carte. La figure 2, mieux qu'un long discours, montre les modèles retenus. Ils ont plusieurs avantages dont le premier est de pouvoir recevoir des connecteurs femelles pour câbles plats que vous pourrez approvisionner en même temps. N'achetez pas des modèles avec accessoire anti-traction, c'est plus cher et inutile dans TAV85.

L'autre avantage de ces connecteurs est qu'ils se coupent au cutter à la longueur voulue et qu'ils nous ser-

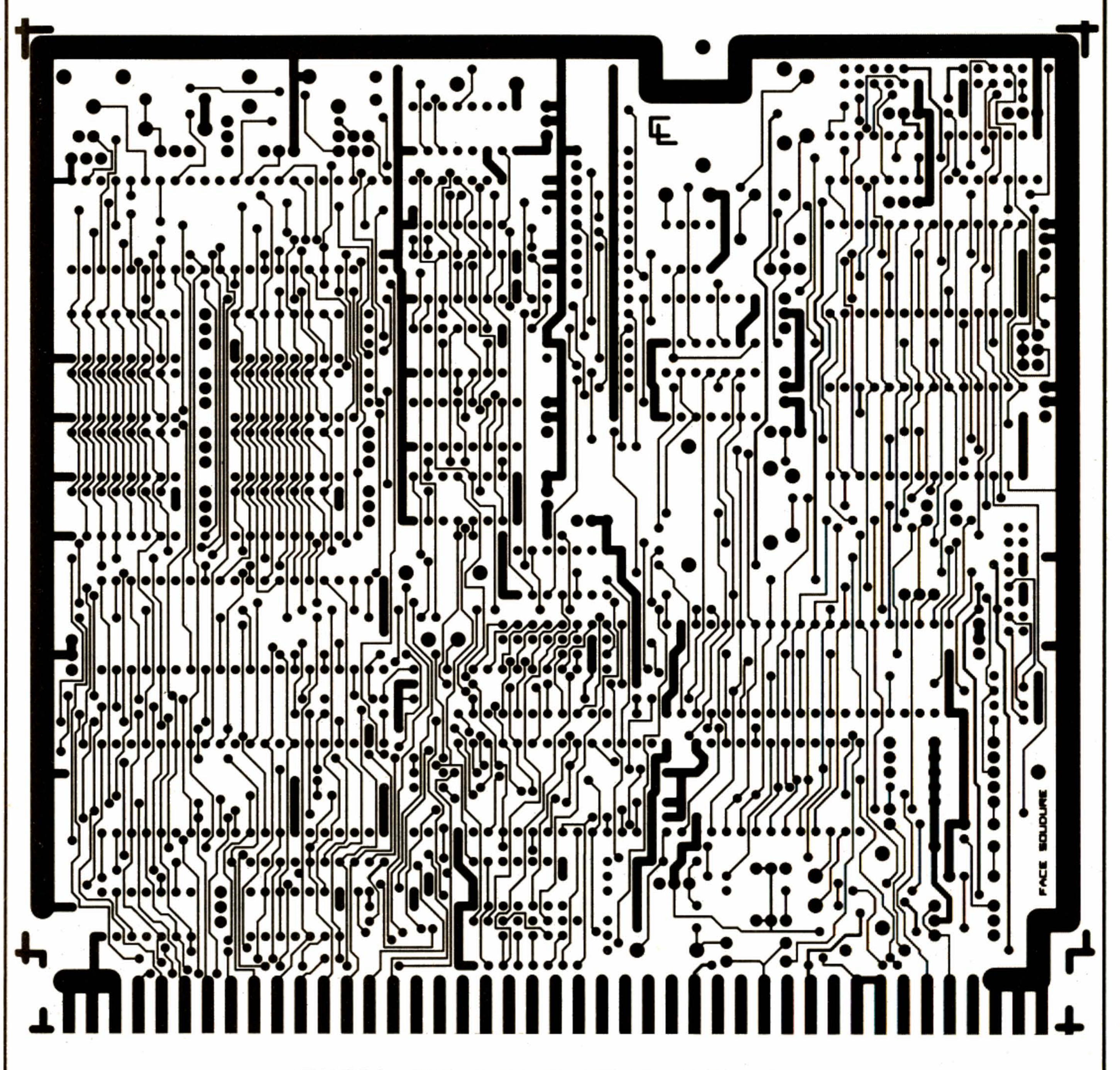


FIGURE 3. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

vent aussi à faire les divers straps du système. Pour cela, on enfiche par-dessus des cavaliers de court-circuit (voir figure 2 ici encore), que l'on trouve à prix modique dans le commerce spécialisé.

L'idéal, pour ne pas vous embêter, est d'acheter deux barrettes de 2 fois 50 contacts et de les tronçonner pour faire vos divers connecteurs et straps (attendez le mois prochain pour jouer du cutter, tout de même).

Avant de voir les deux derniers éléments de cette liste, précisons que les nombres de composants indiqués entre parenthèses correspondent à une réalisation minimum, c'est-à-dire sans l'horloge temps réel ni la deuxième interface série asynchrone, puisque nous vous avons expliqué ci-avant que ces éléments étaient facultatifs.

Les deux derniers points concernent le circuit imprimé et le logiciel de base. Le circuit imprimé est un double face à trous métallisé professionnel avec vernis épargne, connecteur doré et sérigraphie de tous les composants facilitant à l'extrême le câblage. Il est disponible chez Facim. Le logiciel de base

FIGURE 4. – Le circuit imprimé, vu côté composants, échelle 1.

ainsi que tous les programmes dont nous parlerons ultérieurement sont disponibles chez CTEI, B.P. 41, 83220 Le Pradet. Le catalogue de ces logiciels peut vous être envoyé sur simple demande adressée à cette société, accompagnée d'une enveloppe format 16 × 22 cm affranchie à 5,00 F (4 coupons-réponse pour l'étranger) et libellée à votre adresse.

Fidèle à nos principes, et bien que nous considérions cela comme une tentative suicidaire, nous publions les dessins à l'échelle 1 des deux faces du circuit imprimé en figures 3 et 4 pour ceux d'entre vous qui souhaiteraient réaliser ce dernier eux-mêmes. Cependant, du fait de la très grande finesse du tracé et malgré la fourniture à l'imprimeur des films originaux, nous ne pouvons garantir le rendu de ceux-ci dans les pages du journal.

Errata

Afin que vous puissiez mettre vos articles à jour, voici les corrections de quelques erreurs sans gravité relevées dans nos numéros de mai et juin. Dans le numéro de mai tout d'abord, une bavure sur le CI du bus fait apparaître la ligne +BATT sur la broche 13 et sur la broche P des connecteurs de bus, cela n'a aucune importance.

Sur le schéma complet de la carte du numéro de juin, il faut rectifier la valeur de R_{14} (à côté de IC_{05}) de 1 kΩ en 3,3 kΩ et la référence de IC_{20} de 74123 en 74221. La monenclature de la figure 1 tient compte de ces corrections.

Conclusion

Faites chauffer vos fers à souder et entraînez-vous un peu, car le mois prochain vous aurez plus de 800 soudures à faire...

C. TAVERNIER

LE STANDARD MSX 2

Alors que les micro-ordinateurs au standard MSX n'ont pas encore réussi la percée escomptée, les Japonais préparent pour l'automne prochain le lancement de machines au standard MSX 2. Tandis que le standard MSX, dont nous avons parlé dans notre numéro 1713 de février 1985 visait essentiellement les machines grand public simples, le MSX 2 concerne des produits aux caractéristiques supérieures avec, notamment, des possibilités sonores et graphiques plus étendues que son prédécesseur. Le prix des machines MSX 2 devrait être, de ce fait, plus élevé (entre 400 et 800 dollars, soit entre 4 000 et 8 000 francs).

Des circuits intégrés à grande échelle ont été développés par Toshiba et Yamaha pour faciliter la réalisation de ces machines et permettent, entre autres, de proposer une résolution graphique améliorée puisque portée à 512 points sur 214 contre 256 sur 192 pour le standard MSX, avec, en outre, 256 couleurs différentes simultanées. Côté son, le synthétiseur peut reproduire le son de neuf instruments et offre des possibilités d'enregistrement numérique.

Enfin, les machines MSX 2 seront plus ouvertes que les machines MSX classiques avec des possibilités d'utilisation en terminaux Videotex ou de connexion en réseaux.

Pour l'instant, quatorze fabricants au Japon et un en Europe (Philips) ont prévu de réaliser des micro-ordinateurs à ce standard, qui est annoncé comme compatible avec le MSX actuel.

C. TAVERNIER



TBF 3
UN GENERATEUR DE FONCTIONS NUMERIQUES

Réalisation pratique

Nous avons remarqué, au cours de l'étude théorique, que le TBF3, bien qu'assez complexe sur le plan de l'électronique, est par contre très facile à réaliser. Il s'agit en effet essentiellement d'un montage de type **logique** ne présentant aucune difficulté de fonctionnement. Les deux ou trois réglages à faire sont très secondaires et ne compromettent pas les performances !

Bien sûr, le TBF3, comme tout générateur de fonctions, ne se justifie qu'en association avec un bon oscilloscope ! Il est donc évident que cet appareil doit exister dans l'atelier (dire le *labo* pour faire prétentieux) de tout réalisateur potentiel !

1. Liste des composants

Alimentation

1 CI
1 transfo 220 V, 2 × 9 V, 10 VA
1 transfo 220 V, 2 × 18 V, 3 VA
1 1 000 µF, 25 V ch C_{32}
2 220 µF 25 V ch $C_{34/35}$
1 100 µF 16 V ch C_{33}
2 22 µF 25 V ch $C_{36/37}$
6 diodes 1N4002 D_1... D_6
1 7805
1 7815
1 7915
1 cordon secteur
5 picots 13/10 et 5 cosses

Horloge

1 CI
1 MC 145151
1 2716 programmée (voir NB)
1 SO42P
1 74HC132
1 4027
2 4518
1 4070
1 BF245
1 BB204 (Siemens)
1 BC549
1 LED verte de 3 mm
R_1 : 100 Ω
R_2 : 100 kΩ
R_3 : 100 kΩ
R_4 : 47 kΩ
R_5 : 470 Ω
R_6 : 10 kΩ
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 10 kΩ
R_9 : 33 kΩ
R_{10} : 27 kΩ
R_{11} : 330 Ω
R_{12} à R_{22} : 5,6 kΩ
R_{23} : 5,6 kΩ
R_{71} : 220 Ω
R_{72} : 220 Ω
C_1 : 10 µF t.
C_2 : 0,1 µF mc.
C_3 : 10 pF cér.
C_4 : 82 pF cér.
C_5 : 12 pF cér. 2,5
C_6 : 27 pF cér.
C_7 : 12 pF cér. 2,5
C_8 : 0,1 µF mc.
C_9 : 4,7 nF cér.
C_{10} : 4,7 µF t.
C_{11} : 47 µF t.
C_{12} : 82 pF cér.
C_{13} : 27 pF cér.
C_{14} : 0,1 µF mc.
C_{15} : 22 µF ch.
C_{38} : 0,1 µF mc.
C_{Aj1} : 6/60 pF RTC
C_{Aj2} : 2/22 pF RTC
1 quartz 5,160 960 MHz type fondamentale, parallèle 30 pF, HC25/U
1 quartz 50 MHz type partiel 3, série HC25/U
2 supports de quartz HC25/U
1 support DIL 2 × 14 br.
1 support DIL 2 × 12 br.
3 supports DIL 2 × 8 br.
2 supports DIL 2 × 7 br.
1 bobine blindée L_1 (à commander à l'auteur)
1 inductance miniature de 1 µH.

Compteur-décompteur

2 74LS191
1 74LS00
1 74LS02
1 74LS20
1 74LS30
1 74LS73
1 74LS93
R_{24} : 1,8 kΩ
R_{25} : 1,8 kΩ
R_{26} : 1,8 kΩ
C_{16} : 0,1 µF mc.
C_{17} : 22 µF ch.
C_{40} : 0,1 µF mc.
6 supports DIL 2 × 7 br.
2 supports DIL 2 × 8 br.
1 connecteur M et F, 6 picots DIL
1 CI

Plaine DAC et ampli de sortie

1 CI
1 74LS541
2 74S387 mémoires programmées (voir NB)
1 DAC-08P
1 741N
2 LM318N
1 2N914
1 Zener 10 V, 400 mW
R_{27} à R_{32} : 4,7 kΩ
R_{33} : 22 kΩ
R_{34} : 22 kΩ
R_{35} à R_{42} : 470 Ω

R_{43} : 4,7 kΩ
R_{44} : 4,7 kΩ
R_{45} : 1,2 kΩ
R_{46} : 47 Ω
R_{47} : 1,5 kΩ
R_{48} : 1 kΩ
R_{49} : 2,2 kΩ
R_{50} : 10 kΩ
R_{51} : 10 kΩ
R_{52} : 150 kΩ
R_{53} : 82 kΩ
R_{54} : 4,7 kΩ
R_{55} : 10 kΩ
R_{56} : 47 Ω
R_{57} : 2,21 kΩ 1 %
R_{58} : 221 Ω 1 %
R_{59} : 22,1 Ω 1 %
R_{60} : 2,43 Ω 1 %
R_{61} : 33 kΩ
R_{62} : 33 kΩ
C_{18} à C_{22} : 0,1 μF mc.
C_{23} : 10 nF cér.
C_{24} : 27 pF cér.
C_{25} : 120 pF cér.
C_{26} : 470 pF cér.
C_{27} : 22 μF ch.
C_{28} : 22 pF cér.
C_{29} : 0,1 μF mc.
C_{30} : 0,1 μF mc.
C_{31} : 0,1 μF mc.
1 ajustable 100 kΩ genre VA05V P_{Aj2}
1 ajustable 10 kΩ genre VA05V P_{Aj3}
1 ajustable 2/22 pF RTC C_{Aj3}
1 support DIL 2 × 10 br.
3 supports DIL 2 × 8 br.
3 supports DIL 2 × 4 br.

Circuit du 1 des milliers

1 CI
4 1N4148 D_7 à D_{10}
1 BC549 T_4
1 LED rouge plate
R_{64} : 10 kΩ
R_{65} : 10 kΩ
R_{66} : 390 Ω

Circuit option 2

1 CI
1 74HC00
R_{73} : 22 kΩ
C_{41} : 0,1 μF mc.

Divers

3 commutateurs rotatifs de Jeanrenaud, type ESK/SZ :
– 1 avec une galette de 2 c/6 pos. calé à 5 pos. K_G
– 1 avec une galette de 2 c/6 pos. calé à 4 pos. K_S
– 1 avec trois galettes de 1 c/12 pos. K_M
1 commutateur à touches de Jeanrenaud, type TJ, pas de 10,16 mm
– 5 TJM à 2 inverseurs
– 5 boutons ronds gris, type 81
avec verrou d'interdépendance (voir plus loin)
3 roues codeuses, type BCD, marque RTC
2 flasques d'extrémités pour ces roues codeuses
1 potentiomètre genre P_{20}, 10 kΩ, loi A P_{off}
1 potentiomètre genre P_{20}, 1 kΩ, loi A P_G
1 potentiomètre genre P_{20}, 100 kΩ, loi A P_1
1 potentiomètre ajustable 10 kΩ, genre VA05H
1 tumbler genre 7101
4 diodes LED rouges de 3 mm
3 douilles bananes de 2 mm
1 connecteur BNC de châssis
R_{63} : 4,7 kΩ (sur K_F)
R_{67} à R_{70} : 330 Ω (diodes LEDS)
C_{39} : 0,1 μF mc. (entrée VOB)
D_{11} : 1N4148
D_{12} : 1N4148
1 boîtier (le proto a été monté dans un modèle Amtron de référence : 00/3009-30)
1 Scotchcal de face avant
1 assortiment de visserie
6 boutons de commande

N.B.
– Type des condensateurs :
mc : multi-couches
t : perle tantale 16 ou 35 V
cér. : plaquette céramique au pas de 5 mm
ch. : chimique 10 ou 16 V
– Les mémoires 74S387 et 2716 pourront être achetées programmées sous les références TBF3/MEM1, TBF3/MEM2 et TBF3/2716.
– L'auteur peut fournir :
la bobine L_1 prête à l'emploi ;
les films orange des CI pour tirage aux UV ;
les coordonnées de la maison qui se charge de fournir toutes les pièces de cette réalisation.
Prendre contact avec enveloppe réponse timbrée et adressée.
Pour ceux qui ne disposent pas d'un budget suffisant pour entreprendre la réalisation complète d'un seul coup, nous faisons remarquer qu'il est possible d'éliminer la partie synthèse de fréquence, dans un premier temps. Cette partie est en effet la plus coûteuse. Monter alors provisoirement le seul générateur « manuel ».

2. Les circuits imprimés

Il faut obligatoirement les réaliser par méthode photo, leur finesse étant incompatible avec une autre technique. Au lieu de dessiner un seul grand circuit, nous avons préféré les CI plus petits et séparés par fonction. Il est en effet bien plus facile de fabriquer de petites plaquettes que de grandes. On peut ainsi récupérer des chutes d'époxy, un ratage est bien moins catastrophique, des transformations ultérieures sont faciles et la réalisation modulaire et la mise au point sont beaucoup plus simples. Les avantages de cette méthode sont donc nombreux.

On trouve quatre circuits imprimés principaux :
– **CI. A.** De l'alimentation, voir figure 27, c'est un simple face de 15/10 en époxy de préférence.
– **CI. B.** Du générateur d'horloge, voir figure 28. Encore un simple face, en époxy 15/10 mais cette fois nettement plus dense.
– **CI. C.** Du compteur-décompteur, voir figure 29 et 30. Nous avons préféré dessiner un double face, pour éviter de nombreux straps. Hélas, avec les moyens amateurs, il n'est pas possible de faire des trous métallisés. Il y aura donc pas mal de renvois recto-verso à faire !
– **CI. D.** Du convertisseur D/A et de l'ampli de sortie. Un époxy simple face. Voir figure 31.
– **CI. E, F, G.** Ce sont de petits circuits pour les fonctions annexes : **E** pour le circuit du 1 des milliers. **F,** pour l'option de division par 2 et **G** un circuit support de R_{Aj1} qui n'est d'ailleurs utilisable que si vous employez un potentiomètre P_1 Sfernice de type PE30 (ou similaire).

Petite remarque pour le tirage aux UV : nous pensons que beaucoup d'amateurs insolent trop longtemps leurs plaquettes. Nous avons personnellement retenu une durée de 3 mn, que ce soit avec une lampe à bronzer ou avec des tubes fluorescents spéciaux. Dans ces conditions, la résine reste très solide. Le développement doit être accompagné d'un nettoyage

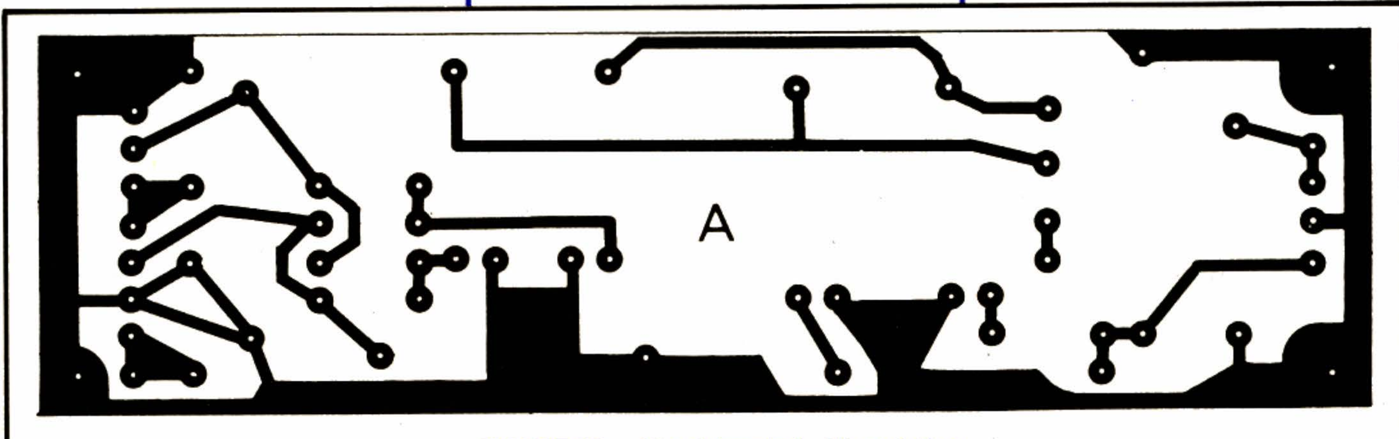


FIGURE 27. – Circuit imprimé. Alimentation.

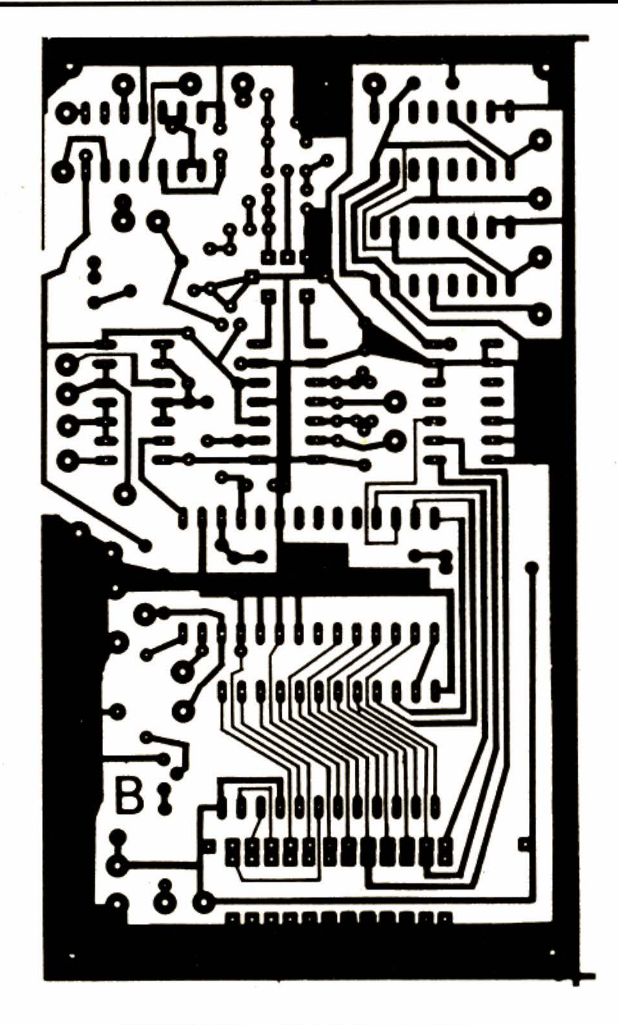


FIGURE 28. – Circuit imprimé B.

au tampon très doux, sous le robinet pour rinçage. Bien frotter pour enlever toute la résine qui doit disparaître.

Graver au perchlorure. Etamer au fer à souder, CI bien nettoyé à l'éponge abrasive et recouvert d'une très fine pellicule de pâte à souder. Utiliser de la soudure ordinaire. Il y a bien longtemps que nous n'utilisons plus l'étain liquide : les soudures des composants se faisant mal, surtout si quelque temps s'est écoulé depuis l'application.

Nettoyer très soigneusement à l'acétone puis à l'eau savonneuse. Rincer. Sécher. Percer tous les trous à 8/10. Agrandir ceux qui méritent de l'être en fonction des composants utilisés.

Pour fixer les platines, nous utilisons systématiquement du tube laiton de 2,5 mm (MFOM). Percer en conséquence les trous d'angles à ce diamètre. Couper des longueurs de 8 mm et souder solidement aux angles avec un fer à souder très chaud, pour garder 6,5 mm sous la plaquette. On vissera sur le châssis à l'aide de vis à tôle de 2 mm, forcées préalablement avec précaution dans les tubes. Si l'on utilise le boîtier référencé, les vis définitives seront à tête fraisée à l'avant, car ces têtes doivent disparaître sous le rebord plastique de l'enjoliveur avant. A l'arrière, des vis ordinaires conviennent.

Comme pour tout appareil sérieusement construit, la préparation mécanique est très importante. Tous les trous des CI et du boîtier doivent être percés et ajustés avant la première soudure ! Peut-être un mauvais moment à passer pour ceux qui adorent la mécanique, mais ô combien utile, et qui fait par la suite gagner du temps et de l'efficacité !

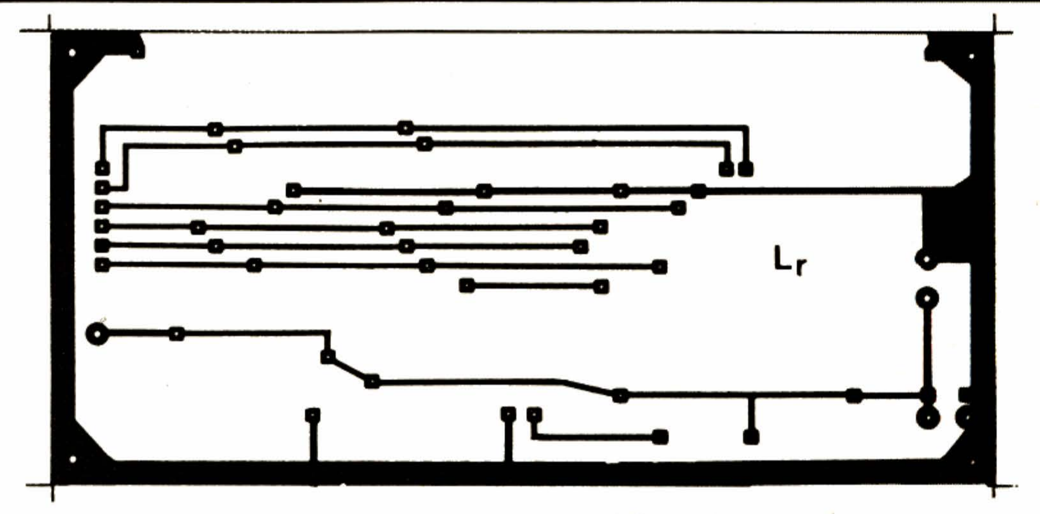


FIGURE 29. – Circuit imprimé C – recto.

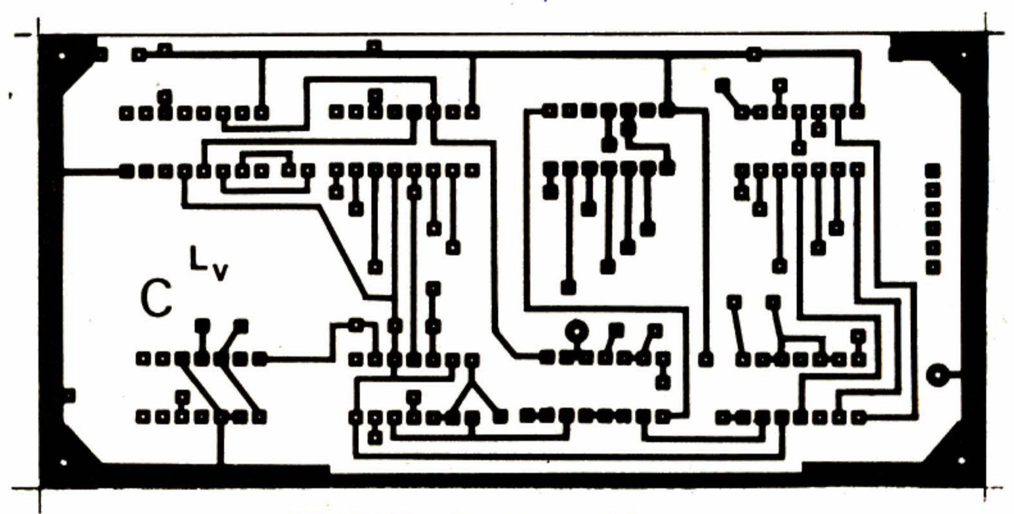


FIGURE 30. – Circuit imprimé C – verso.

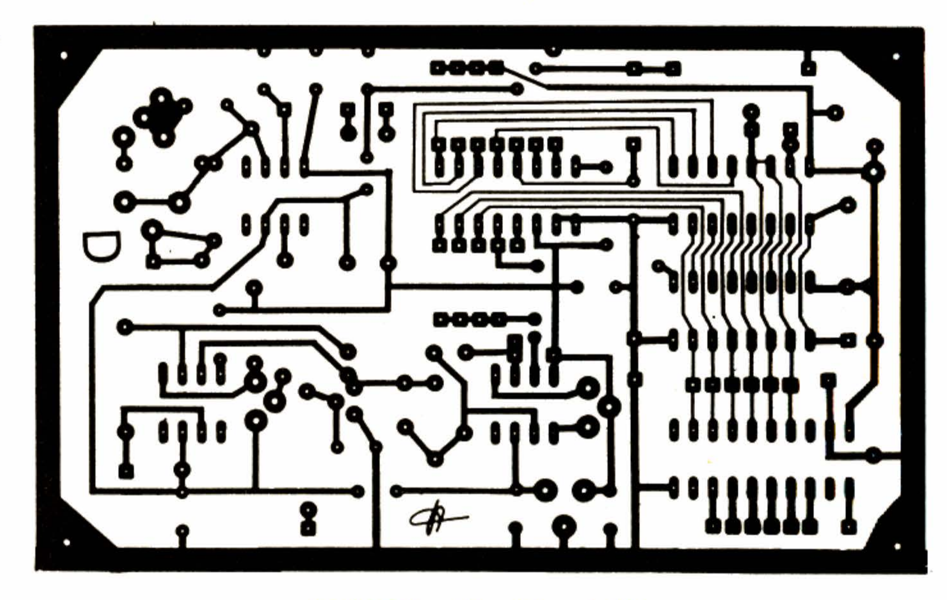


FIGURE 31. – Circuit imprimé D.

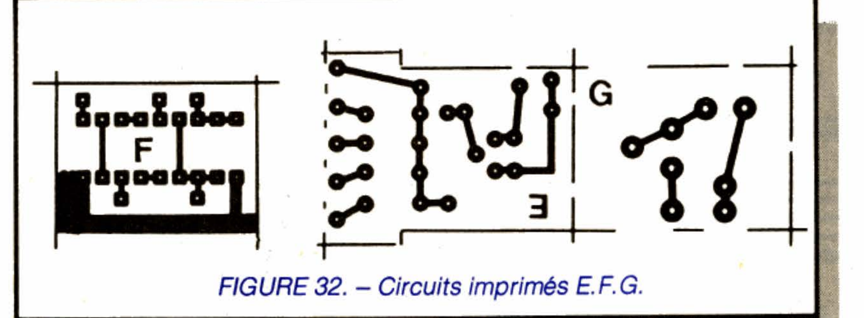
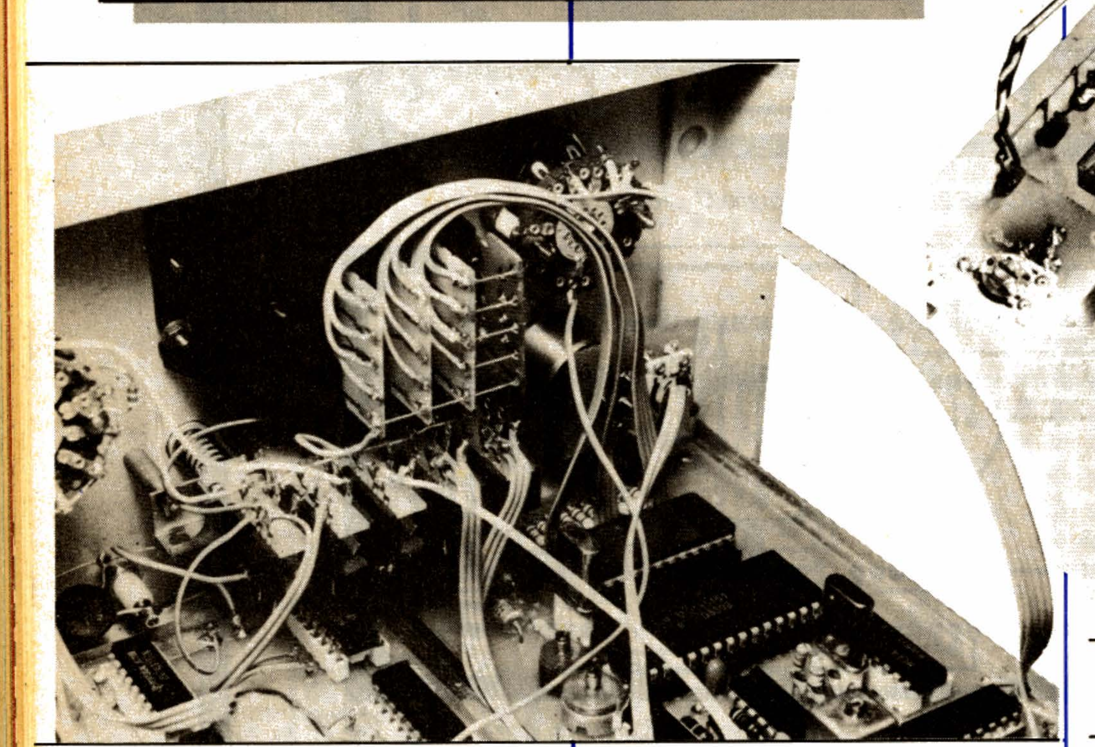
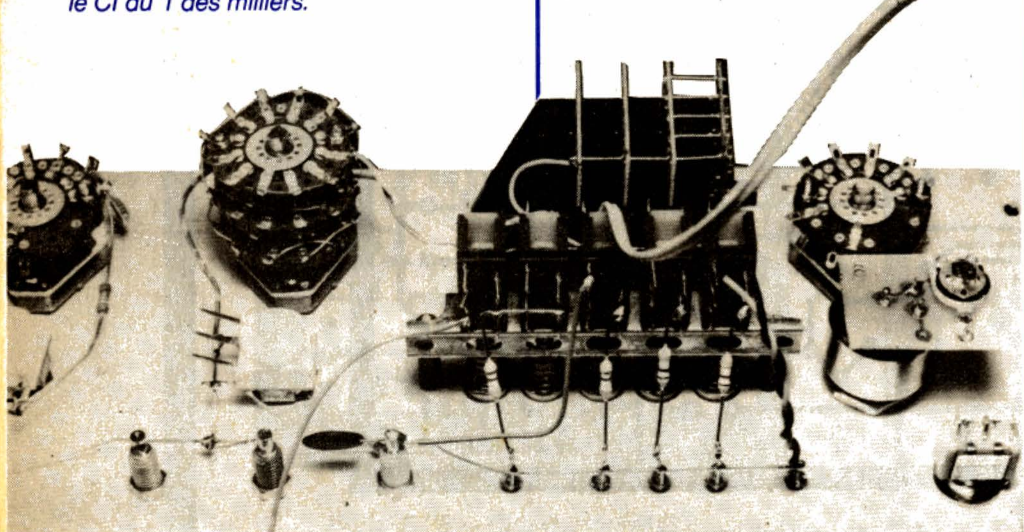


FIGURE 32. – Circuits imprimés E.F.G.




▲ Détail du montage des roues codeuses. Remarquer les liaisons avec le CI du 1 des milliers.

Mise en place des composants sur la face avant.



Gros plan sur le montage de K_M et sur le câblage des diodes LED. ▲

3. Préparation mécanique

Les CI nus mais percés sont fixés à leur place. Voir les photos illustrant cet article. Il faut maintenant préparer la face avant. Comme indiqué dans la liste des composants, l'auteur pourra vous fournir le Scotchcal de face avant, verni mais non découpé ni percé. Dans ce cas, se servir de ce décor pour déterminer très exactement la position des trous à percer dans la plaque d'alu de 2 mm du boîtier Amtron. Trous de 8 mm pour les commutateurs ESZ, 10 mm pour les potentiomètres (ou selon le canon des types disponibles). La fenêtre des roues codeuses est découpée à la scie Abrafil.

Un détail : la diode plate du « 1 », visible sur les photos de présentation se place juste au milieu des deux vis de gauche de fixation des roues. Il faut ménager un orifice rectangulaire dans la plaque alu, dans le Scotchcal et dans la patte plastique de la pièce d'extrémité gauche. La diode est main-

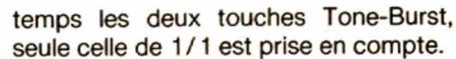
Autre vue montrant le CI du 1 des milliers et le montage de P_{Aj1} sur P_1.

tenue par ses fils soudés sur le petit circuit E, lui-même maintenu par cinq fils rigides le reliant électriquement à la roue des centaines. Ces détails ont été illustrés par les diverses photos.

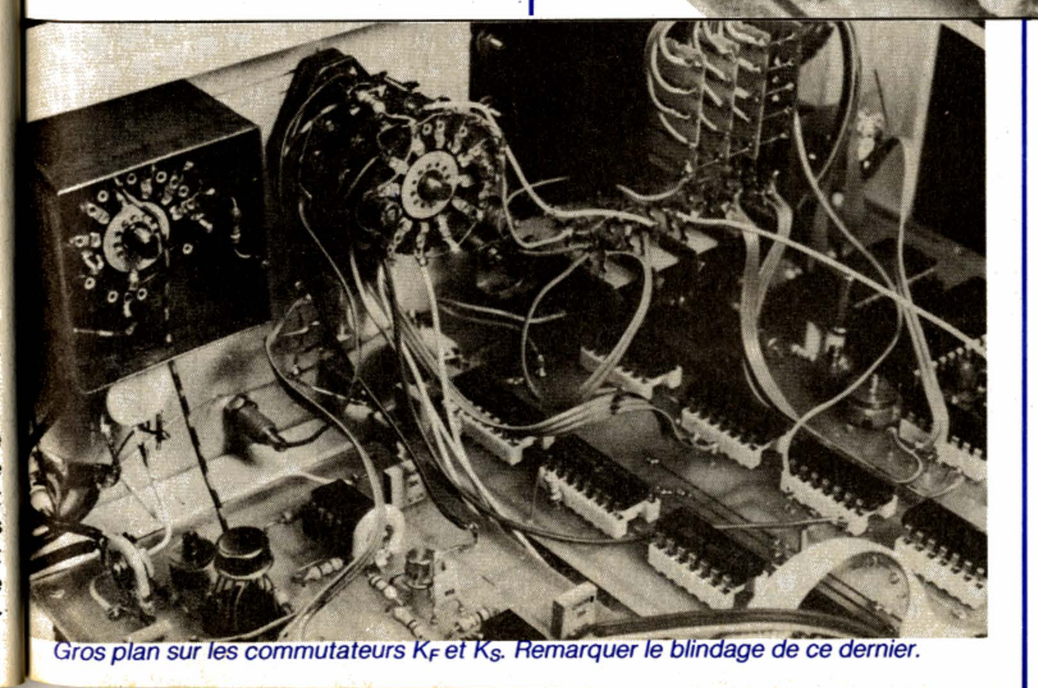
Les cinq autres diodes LED sont simplement collées à l'Araldite dans leurs trous de 3 mm, puis reliées au commutateur de modes et à la ligne de masse. La diode PLL étant reliée au CI B.

Le commutateur à touches se fixe par boulons de 2 mm et écrous, avec interposition de bonnes entretoises de 19 mm. Sur le proto, les trois touches de gauche : Fréq x2, Synth, VOB, sont indépendantes, tandis que les deux touches de Tone-Burst sont interdépendantes. Pour cela les trois premières sont montées avec leur cliquet individuel, mais les deux autres sont accouplées par un verrou « 2 touches ». Cette solution va sans doute dépasser les revendeurs qui n'aiment pas les complications non lucratives ! Vous pourrez alors selon vos propres moyens, ou bien vous contenter de 5 touches indépendantes, ou bien bricoler vous-même la modification du commutateur (ce que nous avons fait). De toute façon, si vous enfoncez en même

Détail du montage du circuit optionnel, fixé par équerre sur l'angle de la platine du compteur.


temps les deux touches Tone-Burst, seule celle de 1/1 est prise en compte.

La pose du Scotchcal est un exercice assez délicat. Découper le contour au cutter et réglet. Pointer le centre des trous et vérifier avant de coller la bonne concordance avec la découpe de la face avant. Enlever alors le papier protecteur. En découper quelques bandes que l'on pose sur la plaque d'alu. Poser ensuite sur ces bandes le décor adhésif. Bien vérifier sa position. Quand tout semble correct, commencer à enlever les bandes, par traction, en appuyant sur le décor pour le faire adhérer. On doit parvenir ainsi à une pose correcte, sans trop de difficulté. Attention, il est quasi impossible de décoller un décor posé sans l'endommager gravement !


Gros plan sur les commutateurs K_F et K_S. Remarquer le blindage de ce dernier.

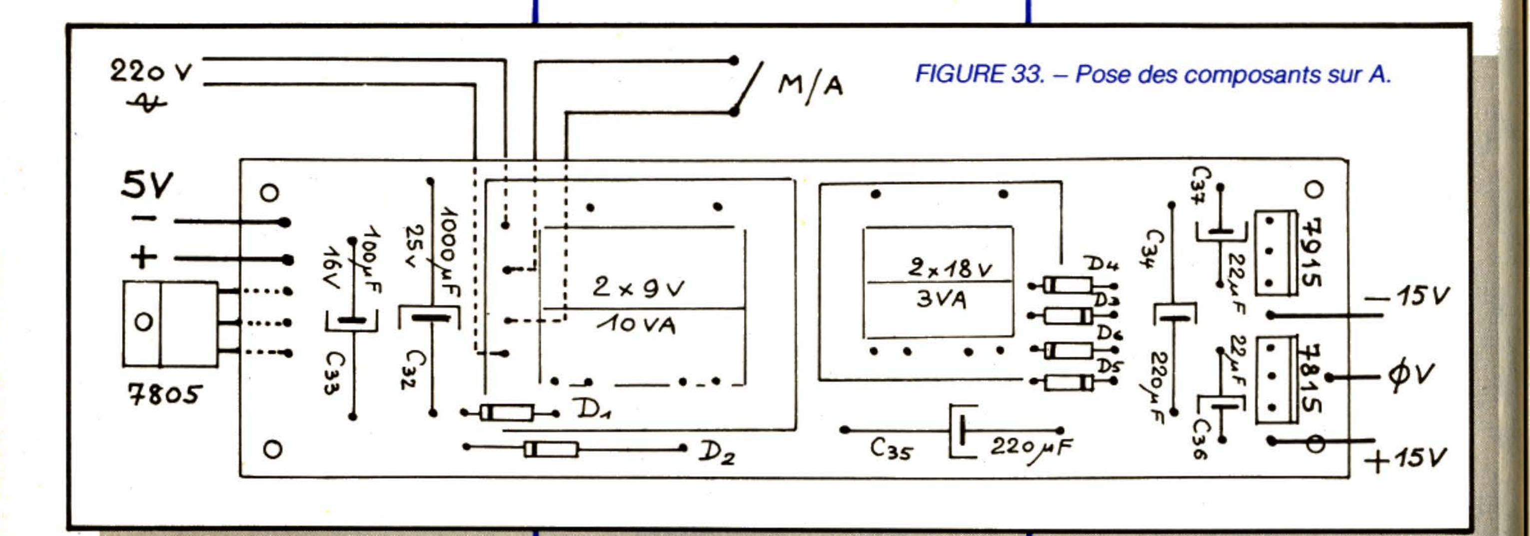


FIGURE 33. – Pose des composants sur A.

Une fois cette pose réussie, découper avec un cutter long et fin (genre X-Acto, avec lame n° 11) les différents trous, la plaque alu servant alors de guide. Attention aux échappées malencontreuses du cutter, provoquant des raies irrémédiables ! Comme l'esthétique finale de votre appareil dépend essentiellement de sa face avant, nous pensons qu'il est sage de consacrer au travail ci-dessus tout le soin et tout le temps qu'il mérite.

On pourra alors passer à la pose des commutateurs rotatifs, montés après mise à longueur des axes et sabres d'encliquetages et câlage correct sur le nombre de positions nécessaires. On remarquera que pour K_f réglé sur 12 positions, il est impossible de faire des tours complets. C'est dommage ! Les premières photos de la face avant montrent un câblage de l'atténuateur « en l'air ». Toutefois, par la suite, nous avons mis cet atténuateur en boîte. Cette solution, plus délicate si on réalise soi-même le boîtier nécessaire, permet de minimiser les bruits divers perturbant le signal sur la position 10 mV_{cc} de l'atténuateur. Bien sûr, ce perfectionnement est optionnel !

(A suivre.)

F. THOBOIS

BLOC-NOTES

LE « LOOK-SHARP »

A l'occasion du tournage du « Facteur de St Tropez », qui sortira cet été, réalisé par Richard Balducci, auteur de la célèbre série des « Gendarmes de St-Tropez », Daniel Boeykens, P.-D.G. de Sharp France, n'a pas hésité (sic) à revêtir les couleurs Sharp pour ce film, aux côtés de Michel Galabru, Paul Preboist et Henri Genes. Dans la lignée de ces nouveaux managers qui s'investissent dans la communication de leur entreprise, pour la première fois dans la profession, un P.-D.G. a ac-

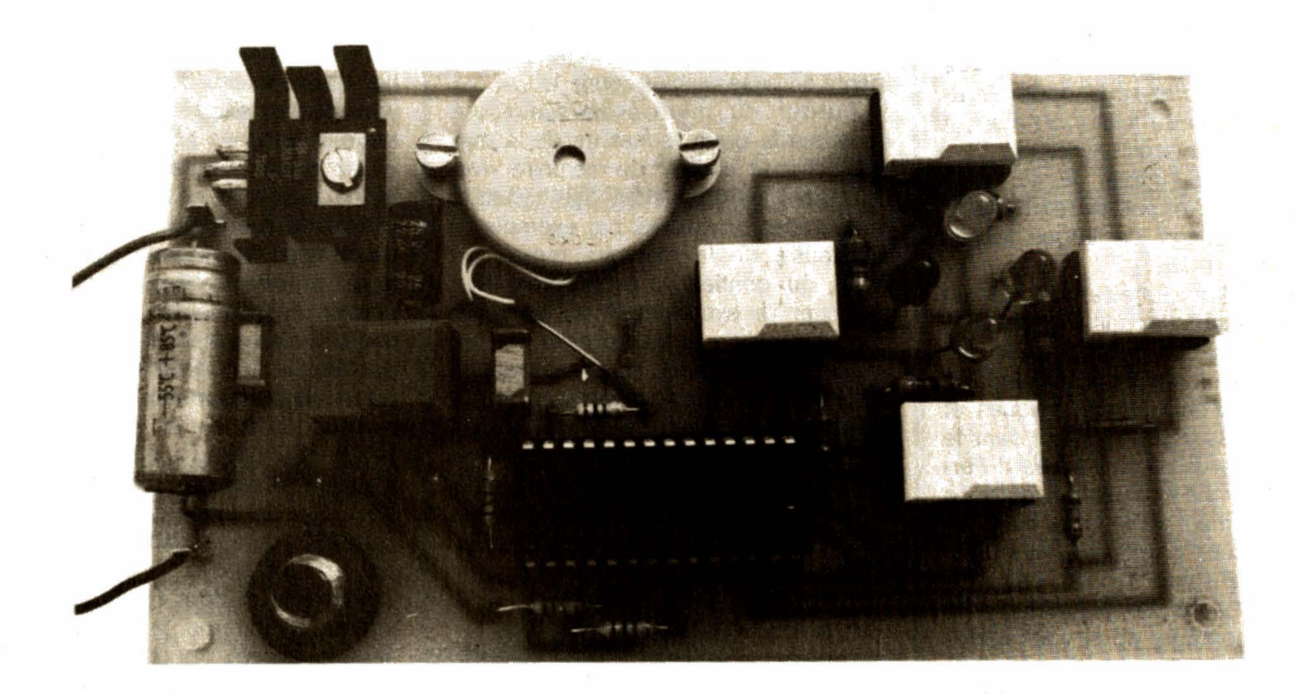


cepté (sic) de voir son image portée à l'écran. Comme le facteur sonne toujours deux fois, gageons que ce film ne sera que le premier d'une série à succès. Peut-être Daniel Boeykens sera-t-il au « Facteur », ce que la bonne sœur était aux « Gendarmes », et que comme elle, on le reverra dans chaque film de la série, s'ouvrant ainsi une nouvelle carrière parallèle. Champagne pour tout le monde ! P.L.

Renseignements (pour les impresarios) :
Sharp France S.A., rue Ampère, ZI de Villemilan, 91320 Wissous.



REALISEZ UN JEU MUSICAL A MICROPROCESSEUR



Le jeu que nous vous proposons de réaliser aujourd'hui s'apparente de très près à un modèle du commerce vendu sous le nom de « Simon ». Son principe en est relativement simple, puisque le joueur doit mémoriser et reproduire des séquences musicales et lumineuses pseudo-aléatoires, de plus en plus longues, émises par l'appareil.

Outre l'intérêt ludique propre à ce genre de réalisation, notre montage vous montre comment mettre en œuvre un microprocesseur « monochip » spécialement prévu pour ce genre d'application ; mise en œuvre dont la simplicité est telle que cette réalisation peut être entreprise même par un débutant avec toutes les chances de succès.

Présentation du montage

Nous avons cherché à minimiser le prix de revient et à simplifier au maximum la réalisation afin de la rendre accessible à tous, et nous pensons y être parvenu, comme vous pouvez en juger en lisant cet article. En effet, tous les composants tiennent sur un seul circuit imprimé de petite taille et, hormis le circuit intégré régulateur de l'alimentation, un seul composant actif est utilisé : le microprocesseur MC 6805 P2P1. L'alimentation peut être faite par une pile ordinaire de 9 V pour des applications « portatives » ou par un bloc secteur du commerce, tels ceux vendus pour alimenter tous les appareils à piles (bloc secteur Mondivox vendu 40 F environ par La Redoute, par exemple).

Le jeu lui-même comporte quatre touches placées à côté de quatre LED de couleurs différentes. A chaque couleur de LED correspond un son de tonalité différente. Le jeu se déroule de la



façon suivante : le montage émet un son et allume la LED correspondante un bref instant, puis il attend ; vous devez alors appuyer sur la touche correspondante pour reproduire le même son et le même allumage. Si vous ne vous êtes pas trompé, le montage émet alors deux sons successifs et allume les deux LED correspondantes. Vous devez alors frapper les deux touches qui correspondent à ces deux sons. Ce comportement se poursuit, le montage ajoutant une tonalité lors de chaque réponse exacte de votre part ou répétant la séquence que vous n'avez pas su reproduire, jusqu'à ce que vous y parveniez.

La succession des notes est totalement aléatoire et les capacités du circuit choisi lui permettent de créer des séquences comportant un maximum de 224 notes ; rassurez-vous, vous n'arriverez jamais à cette limite, ou alors, il faut vous montrer dans un cirque !

Pour accroître l'intérêt du jeu, la vitesse de jeu des notes est réglable continuement dans de larges limites par un potentiomètre.

Si les fonctions offertes par ce jeu peuvent vous sembler relativement simples, leur réalisation pratique avec des circuits conventionnels nécessiterait un grand nombre de boîtiers logiques et présenterait assez peu d'intérêt dans le cadre d'une revue comme *Le Haut-Parleur*. Aussi avons-nous choisi de vous montrer comment faire cela avec un microprocesseur particulier. Rassurez-vous tout de suite, il n'est pas utile d'avoir des notions d'informatique pour réaliser ce montage, et, si vous n'êtes pas intéressé par l'aspect théorique de la chose, vous pouvez sauter les deux paragraphes suivants pour passer directement à la partie pratique de la réalisation.

Le 6805 P2P1

Depuis leur naissance, les microprocesseurs ont évolué dans deux directions opposées : celle de ' roissement de la puissance de c , avec la sortie des micros 16 bit 32 bits, et celle de l'accroissement des fonctions d'interface disponibles dans le microprocesseur lui-même, avec la sortie des circuits dits « monochips » ou encore micro contrôleurs. Le circuit qui équipe notre montage appartient à cette deuxième catégorie.

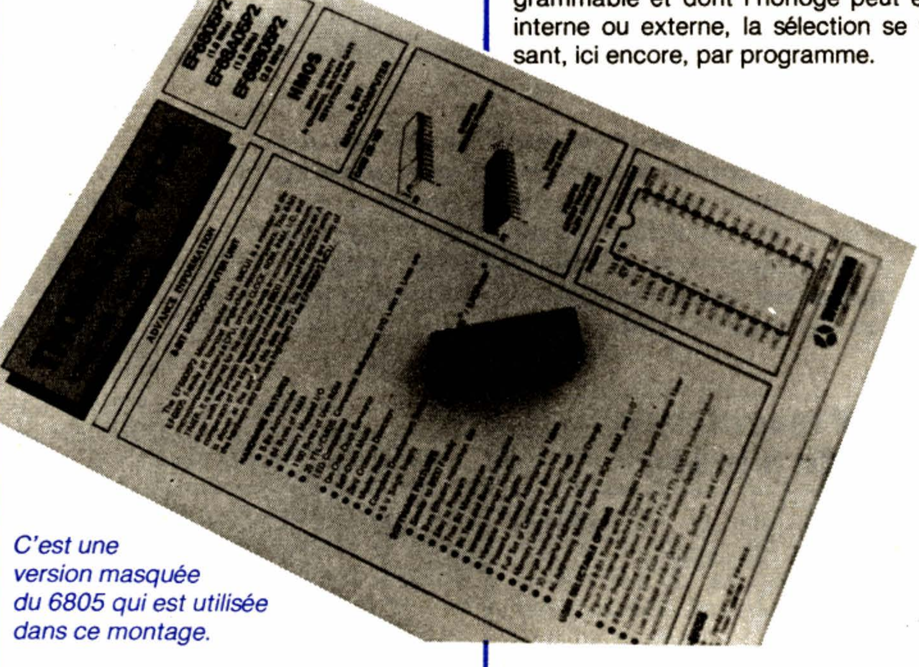
UNITE CENTRALE — MEMOIRE VIVE OU RAM — MEMOIRE MORTE OU ROM — INTERFACE D'ENTREE / SORTIE — UTILISATEUR — BUS

FIGURE 1. – Synoptique de tout montage à base de microprocesseur.

Pour réaliser n'importe quel ensemble à base de microprocesseur, que ce soit un jeu tout simple comme aujourd'hui ou un ordinateur très puissant, il faut un certain nombre d'éléments de base visibles figure 1.

Autour du microprocesseur qui constitue la partie pensante de la machine, il faut un peu de mémoire vive, ou RAM, pour stocker des résultats temporaires de calculs, par exemple ; il faut aussi de la mémoire morte, ou ROM, qui contient le programme exécuté par le système. Pour dialoguer avec l'utilisateur, il faut ensuite une ou plusieurs interfaces avec, généralement, une interface d'entrée pour un clavier, par exemple, et une interface de sortie pour des afficheurs. Réalisée avec des circuits classiques, une telle architecture fait appel à un bon nombre de boîtiers, ce qui permet de comprendre l'intérêt et le succès rencontrés par les microprocesseurs monochips ; en effet, ces derniers intègrent tout ou partie de la figure 1 dans un seul boîtier. C'est le cas du 6805 P2P1, dont vous pouvez examiner l'architecture interne figure 2.

Ce circuit contient une unité centrale, dérivée de celle du célèbre 6800 et partiellement compatible avec ce dernier pour ce qui est du jeu d'instructions et des modes d'adressage. Il contient également trois ports d'entrées/sorties parallèles : le port A, le port B et le port C. Chaque ligne de ces ports est programmable à tout instant et individuellement en entrée ou en sortie ; le 6805 dispose donc de 20 lignes à usage général (8 pour A et B et 4 pour C). Un timer programmable est également intégré dans le circuit, timer qui est précédé d'un prédiviseur programmable et dont l'horloge peut être interne ou externe, la sélection se faisant, ici encore, par programme.



C'est une version masquée du 6805 qui est utilisée dans ce montage.

Une mémoire vive de 64 octets complète cette architecture conjointement à une mémoire morte de 1 100 octets disponible pour l'utilisateur. Associée à cette dernière, une mémoire morte de 115 octets contient un programme d'auto test du circuit qui, si l'on réalise un montage particulier, permet au 6805 de tester toutes ses fonctions internes et de signaler leur état au moyen de LED à connecter sur certaines lignes des ports d'entrées/sorties.

Un tel circuit est donc une bénédiction pour les amateurs que nous sommes, puisqu'il contient dans un seul boîtier tout ce que l'on peut souhaiter. Malheureusement, la ROM de programme n'est programmable que par masque, c'est-à-dire lors de la fabrication du circuit. Cela signifie qu'il faut commander un minimum de circuits identiques (plusieurs centaines) pour que le fabricant accepte une programmation de cette ROM interne. Si cela ne pose pas de problème à l'industriel qui veut intégrer un 6805 dans un ordinateur de bord de voiture ou dans une machine à laver (mais si ! « la puce Thomson », ça ne vous dit rien ?), car il va faire fabriquer plusieurs milliers de pièces du même type, c'est par contre un obstacle insurmontable pour l'amateur.

Deux solutions nous sont alors offertes : utiliser une version de 6805 avec de la mémoire interne programmable et effaçable, tel le 68705 P3 que nous avons employé dans le Mastermind de nos numéros de janvier et de février 1985 ou faire appel à des versions préprogrammées par le fabricant du 6805 dans le but de faire connaître ses circuits. C'est ce que nous avons fait aujourd'hui avec le 6805 P2P1.

Des potentialités à découvrir

Les microprocesseurs 6805 sont très nombreux et se distinguent les uns des autres par leurs contenus ; en effet, si l'unité centrale reste toujours la même, le nombre de circuits d'entrées/sorties et les tailles de RAM et de ROM intégrées dans le boîtier varient dans de grandes proportions. Pour cette raison, on parle de « la famille » 6805 dont les divers circuits se distinguent par le suffixe. Ainsi, l'architecture de la figure 2

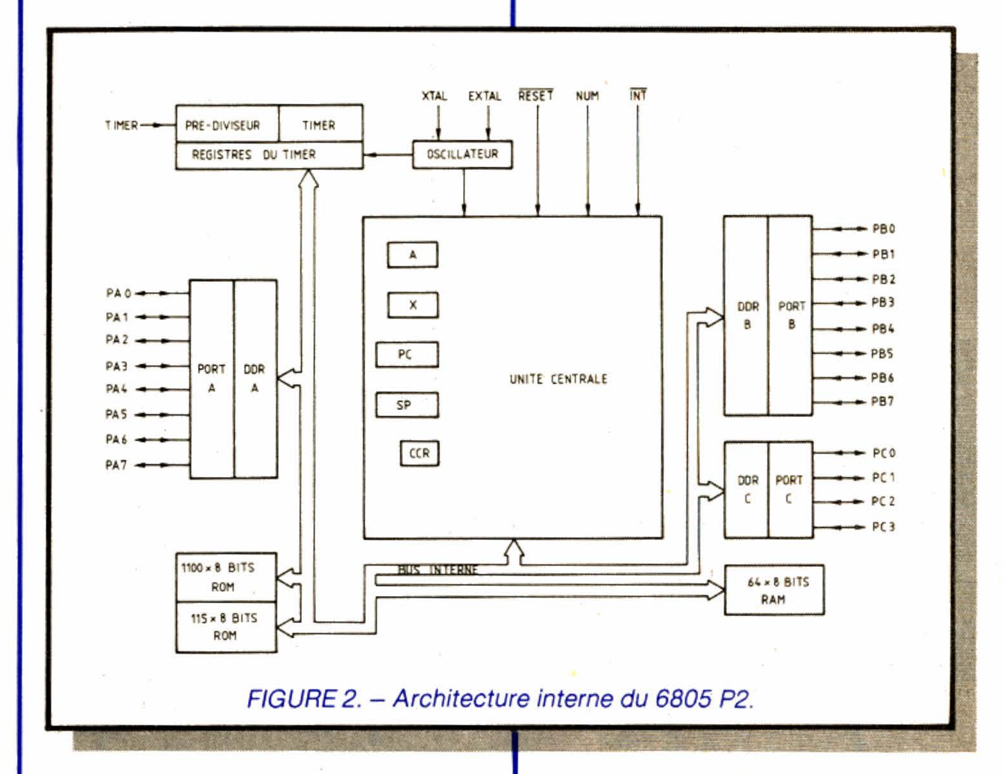


FIGURE 2. – Architecture interne du 6805 P2.

est celle du 6805 P2 qui est celui que nous allons utiliser.

Pour repérer les versions dont la ROM contient un programme, Motorola (qui est le fabricant de ces circuits) fait suivre cette référence d'un autre suffixe. Dans notre cas, c'est P1 pour la version en boîtier plastique et L1 pour la version en boîtier céramique ; notre microprocesseur est donc le 6805 P2P1 ou 6805 P2L1.

Vu la taille de ROM disponible dans un 6805 P2 (1 100 octets), vous devez bien vous douter qu'il est possible d'y loger un programme plus long que celui du simple jeu que nous vous proposons. C'est ce qui a été fait, et le schéma que nous allons voir maintenant n'est qu'une application du 6805 P2P1 que nous aurons l'occasion de retrouver dans d'autres montages dans quelques mois.

Le schéma de notre jeu

Il vous est présenté figure 3 et ne dément pas ce que nous avons pu vous dire quant à la simplicité de mise en œuvre du 6805. Nous y voyons tout d'abord un classique régulateur intégré 5 V (U1) qui se charge d'amener la tension délivrée par la pile ou le bloc secteur à 5 V, car le 6805 est un circuit compatible TTL.

La patte RESET, qui permet l'initialisation du microprocesseur, est reliée à une cellule RC assurant un RESET automatique à la mise sous tension. Un poussoir vient cependant en parallèle sur le condensateur afin que vous puissiez faire un RESET manuel pour relancer le jeu à son point de départ, par exemple.

La patte EXTL est l'entrée d'horloge du 6805. Ce circuit présente la particularité de pouvoir fonctionner avec un quartz, lorsque des générations de temps précises sont nécessaires, ou avec une simple résistance, comme c'est le cas ici. Cette résistance étant variable, la vitesse de fonctionnement du microprocesseur l'est également ainsi que celle de l'exécution du programme. On dispose donc d'un moyen de réglage de la difficulté du jeu par accélération ou ralentissement des séquences musicales jouées.

Le port d'entrées/sorties B est utilisé pour les touches et les LED. Les lignes PB0 à PB3 sont programmées en entrées et reçoivent chacune une touche, tandis que PB4 à PB7 commandent chacune une LED et sont donc programmées en sorties. Remarquez en-

FIGURE 3.
Un schéma on ne peut plus simple grâce au 6805.

core une particularité intéressante du 6805 qui peut commander directement des LED, c'est-à-dire fournir un courant de 10 mA par sortie.

La ligne 7 du port A (PA7) est, elle aussi, en sortie et commande un transistor amplificateur qui attaque ensuite le haut-parleur chargé de reproduire les sons. Pour une réalisation plus compacte de ce montage, il est possible de connecter directement sur PA7 un buzzer piézo-électrique (Toko ou équivalent). La puissance sonore fournie est beaucoup plus faible mais reste suffisante pour une utilisation individuelle du jeu.

Compte tenu de la présence d'autres programmes dans le 6805 P2P1, les lignes PC0 et PC1 doivent être ramenées au + 5 V afin de sélectionner le programme de jeu dans le cas de cette réalisation.

FIGURE 4.

Repère	Nbre	Type
V1	1	Régulateur SV1A TO 220, 7805, MC7805, μA7805, LM340TS
V2	1	MC6805 P2P1 ou MC6805 P2L1 (voir texte)
T1	1	2N2907, BC177, BC557... (seulement si H.P.)
L1 à L4	4	LED 5 mm de couleurs différentes
P1 à P5	5	touches « digitast », contact en appuyant
H.P.	1	haut-parleur n'importe quel type (seulement si H.P.)
Buzzer	1	buzzer piézo-électrique Toko ou équivalent (si pas de H.P.)
	1	potentiomètre rotatif 22 kΩ linéaire, sans interrupteur
	12	résistances 1/4 W 5 % : 4 × 470 Ω, 1 × 1 kΩ, 1 × 5,6 kΩ, 2 × 10 kΩ, 4 × 33 kΩ
	1	résistance 1/2 W 5 % : Rx valeur à déterminer selon H.P. (voir texte)
	3	condensateurs céramique ou polyester : 1 × 22 nF, 1 × 0,33 μF, 1 × 0,47 μF
	2	condensateurs chimiques : 1 × 22 μF 10 V, 1 × 470 μF 15 V
	1	support de CI à 28 pattes
	1	radiateur pour U1

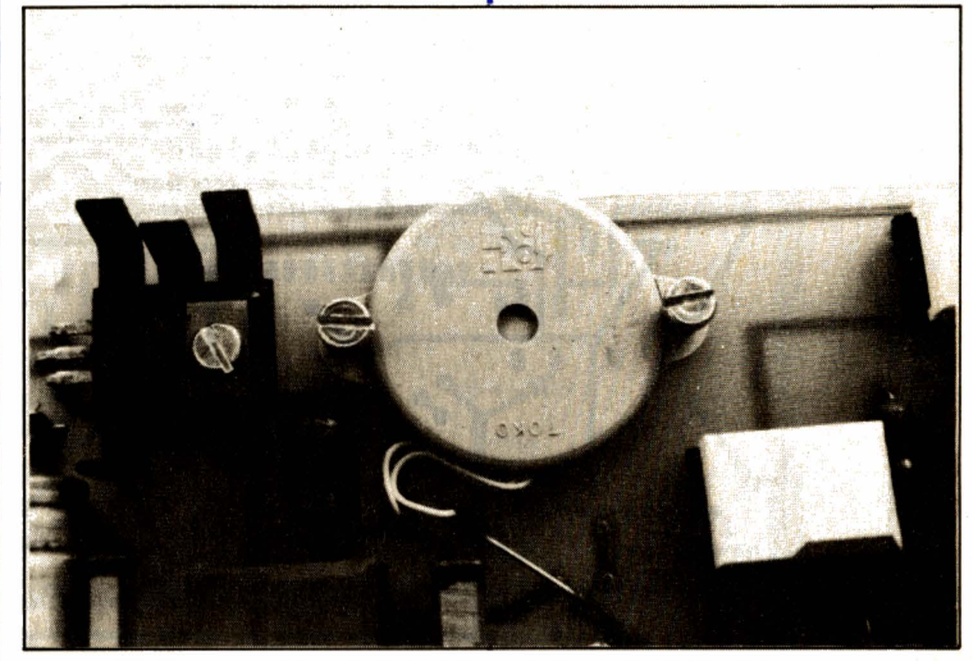
Nomenclature des composants.

La réalisation

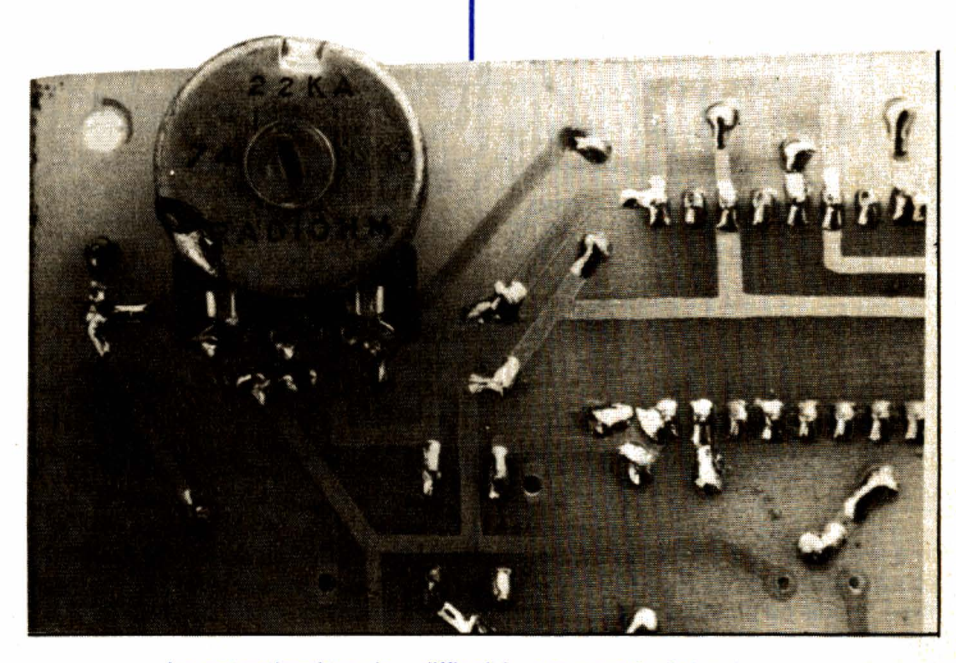
La nomenclature des composants vous est présentée figure 4 et appelle assez peu de commentaires. Les touches utilisées sont des modèles « digitast » disponibles partout, mais n'importe quel modèle de bonne qualité établissant un contact en appuyant peut être employé (mais il faudra retoucher le dessin du circuit imprimé). Les LED seront choisies de quatre couleurs différentes ; comme il n'y a pas encore de LED bleues accessibles aux amateurs, il vous faudra prendre une rouge, une verte, une jaune et une orange (les orange étant bien souvent vendues sous le nom de LED jaunes). Si vous choisissez la version à haut-parleur, n'importe quel modèle de petite taille et de n'importe quelle impédance convient. La résistance Rx sera déterminée une fois que vous aurez le haut-parleur en main, compte tenu du volume sonore désiré. Sa valeur est de l'ordre d'une centaine d'ohms. Si vous choisissez l'option à buzzer, T1 et Rx disparaissent. Le buzzer est un modèle circulaire plat que l'on trouve chez tous les revendeurs de composants et qui est généralement de marque Toko. Pour ce qui est du 6805 P2P1, si vous ne réussissez pas à vous le procurer chez votre revendeur de composants habituel, nous vous demandons de prendre contact avec l'auteur de ces lignes pour savoir où et comment vous le procurer. Pour cela, adressez une lettre au journal accompagnée d'une enveloppe affranchie à 2,10 F et libellée à votre adresse en précisant 6805 P2P1 ; vous recevrez en retour toutes indications à ce sujet.

L'ensemble des composants tient sur un seul circuit imprimé simple face dont le tracé très simple est visible figure 5. Il peut être réalisé par tout moyen à votre convenance : feutre, transferts ou méthode photo.

Le montage des composants ne présente aucune difficulté en suivant le plan d'implantation de la figure 6. Le support de circuit intégré et les poussoirs seront montés en premier, suivis par les résistances, les condensateurs et les composants actifs en dernier lieu. Les diodes LED conserveront presque l'intégralité de la longueur de leurs pattes afin d'arriver à la hauteur des poussoirs. Le régulateur intégré U1 est monté sur un petit radiateur en aluminium qui peut être un modèle du commerce ou un petit U réalisé par vos soins. Aucun accessoire d'isolement n'est à prévoir sous un boîtier puisque ce radiateur se monte directement à plat sur le circuit imprimé (voir photos). Le potentiomètre de « difficulté » est monté directement sur le circuit imprimé grâce à son canon fileté de fixation. Le corps se trouve côté cuivre et est relié à ses pastilles de connexion par de courts fils nus rigides. Si vous utilisez un buzzer, un emplacement de taille suffisante est prévu entre le radiateur du régulateur et les touches pour



Le buzzer monté directement sur le circuit imprimé.



Le potentiomètre de « difficulté » est monté côté cuivre.

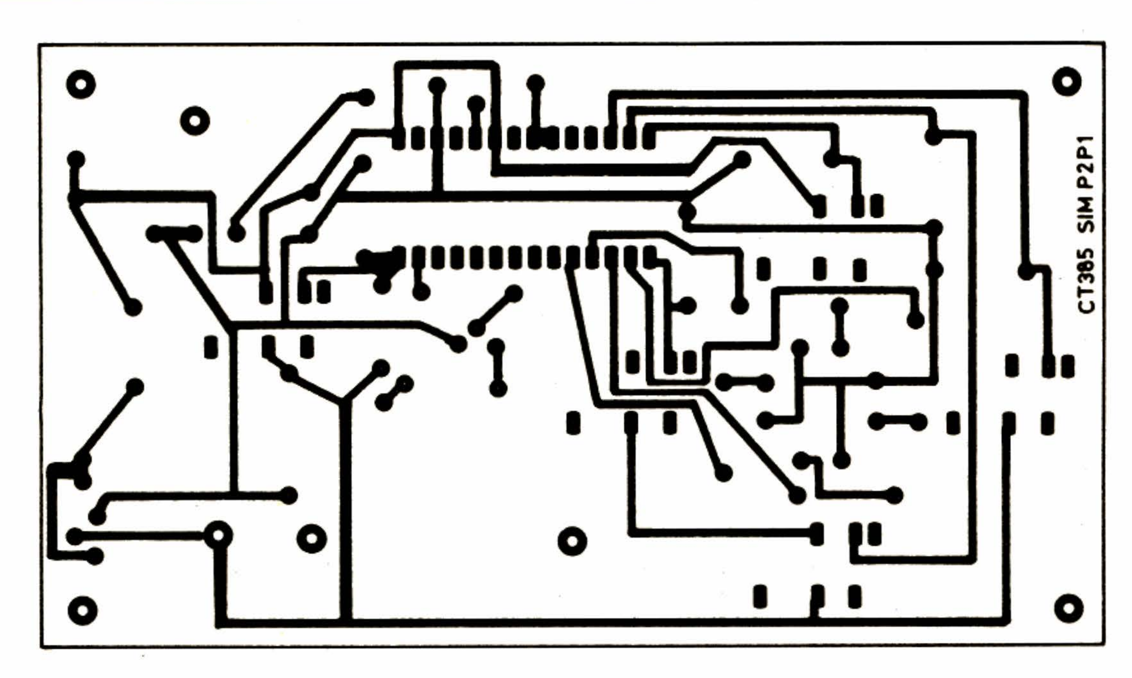


FIGURE 5. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

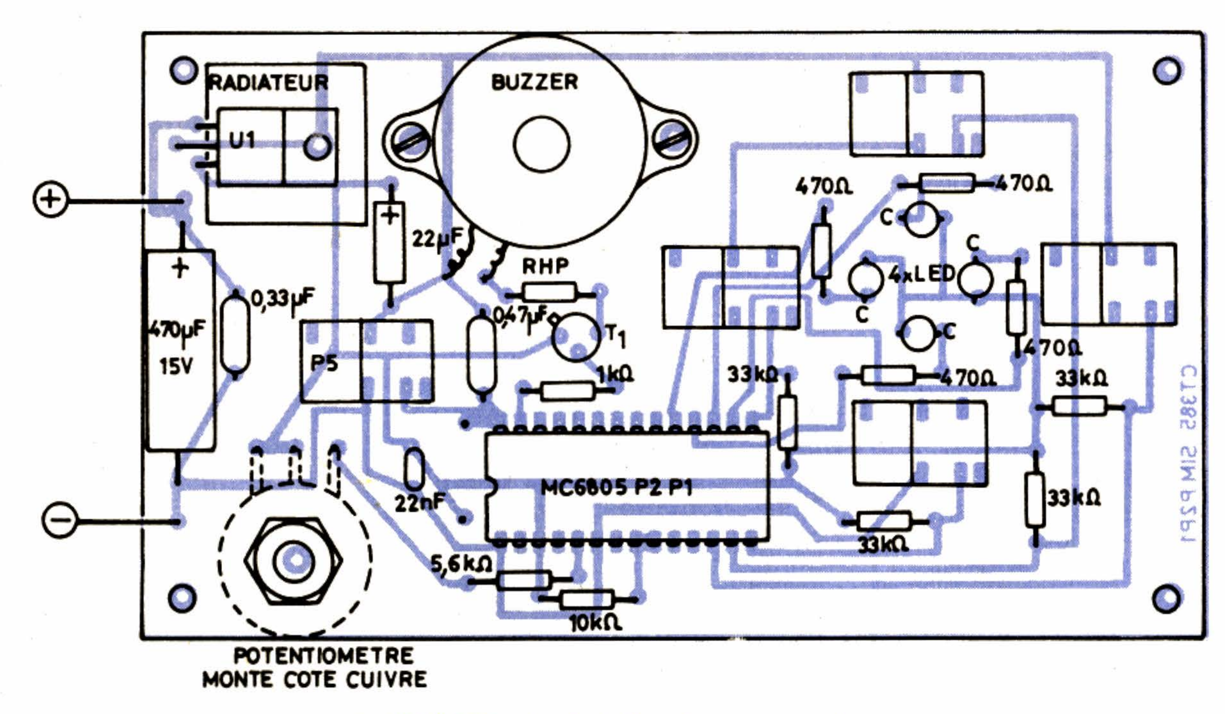


FIGURE 6. – Implantation des composants.

ce dernier. Dans le cas de ce buzzer, la résistance de 1 kΩ reliée à PA7 reste en place, tandis qu'un strap relie la pastille prévue pour la base de T1 à la sortie H.P., puisque T1 et Rx n'existent pas.

Lorsque le montage est terminé, une vérification très soigneuse s'impose avant la mise en place du 6805 P2P1. Si tout est correct, le circuit peut être placé sur son support et l'alimentation peut être reliée au montage. Celle-ci peut, comme nous l'avons dit en présentation, être constituée par une pile de 9 V (ou une batterie cadmium nickel du même type, ce qui est plus écono-

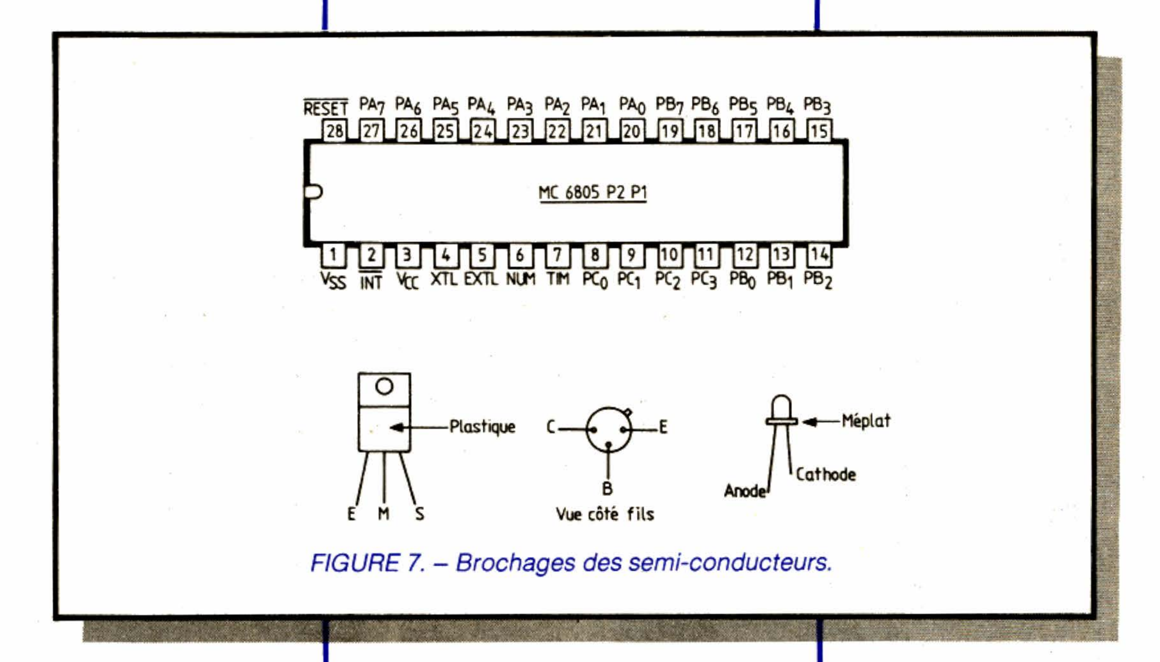


FIGURE 7. – Brochages des semi-conducteurs.

mique à l'usage) ou par un bloc secteur délivrant cette tension sous une intensité de 100 mA au moins. Nous avons utilisé un modèle « Mondivox » de La Redoute vendu aux environs de 40 F, c'est-à-dire moins cher que le prix des composants qui le constituent. Si vous faites un choix analogue, prenez bien soin de repérer les polarités du cordon de liaison ; en effet, celles-ci peuvent bien souvent être changées par inversion du cordon sur son embase, et, si cela arrivait, ce serait la mort immédiate du 6805 ! Si vous avez peur d'une telle faute d'inattention, vous pouvez toujours monter une diode type 1N4001 en série dans l'alimentation positive du montage (cathode côté montage, anode côté bloc secteur).

Mise sous tension et mode d'emploi

A la mise sous tension, rien ne doit se passer. Si toutefois une ou plusieurs LED étaient allumées, il faudrait appuyer sur le poussoir de RESET. Cette situation peut, en effet, se produire si la mise sous tension n'est pas « franche » (vous tremblotez en connectant la pile ou le bloc secteur, par exemple), car cela perturbe le circuit de RESET automatique.

Lorsque vous êtes dans l'état initial, il vous suffit d'actionner une des quatre touches de jeu. Le montage va alors démarrer et émettre un son tout en allumant une LED. Vous devrez reproduire ce même son en appuyant à votre tour sur la touche voisine de cette LED. Si vous n'avez pas fait d'erreur, le montage va jouer deux notes successives et allumer, pour chaque note, la LED correspondante. Il vous faudra alors faire jouer la même séquence en appuyant sur les touches correspondant aux LED. Cela continuera ainsi avec l'ajout d'une note à chaque fois (jusqu'à un maximum, que vous n'atteindrez pas, de 224 notes). Si vous vous trompez, un son grave est émis en même temps que l'allumage de toutes les LED, et la séquence que vous n'avez pu reproduire correctement est rejouée jusqu'à ce que vous y arriviez. Vous pouvez faire repartir le jeu à tout instant en appuyant sur RESET.

Il est important de noter que l'association LED de couleur-note est toujours la même, afin de faciliter votre travail de mémorisation, mais que la succession des notes dans une partie ou sur plusieurs parties consécutives est totalement aléatoire, afin que vous ne puissiez pas la mémoriser même après de longues heures de pratique du jeu.

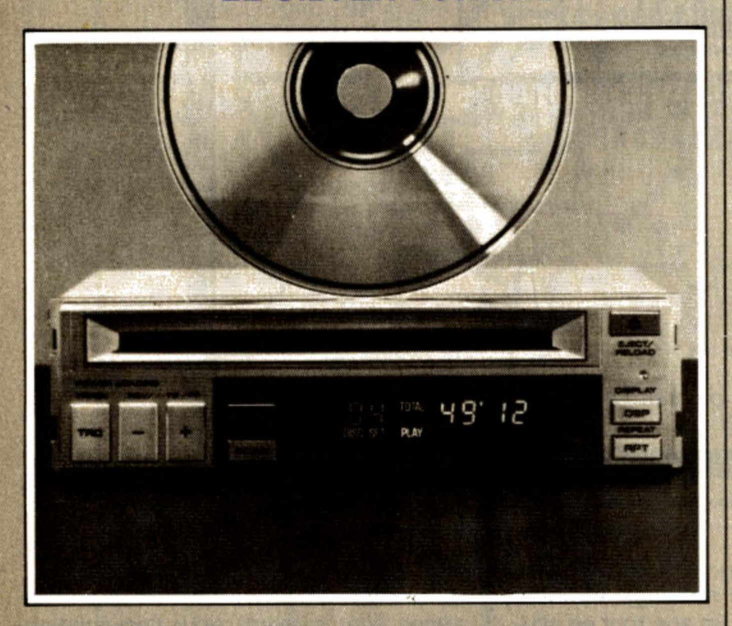
Le potentiomètre permet de régler la vitesse de jeu des notes. Il peut être placé en n'importe quelle position de sa course. Vu son mode d'action, il modifie la fréquence des notes en fonction de la vitesse de jeu, mais ce que nous avons écrit ci-avant pour l'association couleur-note reste cependant vrai (la note la plus aiguë sera toujours associée à la LED X, la moins aiguë à la LED Y, et ainsi de suite, quelle que soit la position de ce potentiomètre).

Conclusion

Nous en avons terminé avec la description de ce montage amusant et fort simple, qui montre une fois encore que l'utilisation d'un microprocesseur n'est pas plus compliquée, dans ce genre d'application, que celle de n'importe quel autre circuit intégré. Nous aurions, en effet, pu être « malhonnêtes » et vous dire que le 6805 P2P1 était un circuit spécialement conçu pour ce jeu et ne pas prononcer une seule fois le mot microprocesseur ; cela n'aurait rien changé à la description quant à sa réalisation pratique. Alors, constatez vous-même... le microprocesseur, ça peut être simple.

C. TAVERNIER

LE C.D. EN VOITURE



Commercialisé depuis peu, le Pioneer CDX-1 est l'un des premiers appareils permettant de lire les compact-discs en automobile. Le format standard du CDX-1 permet de l'installer dans le logement autoradio de n'importe quelle voiture. Le chargement du disque est automatique. L'exploitation est facilitée par des fonctions de sélection variées telles que recherche du numéro (accès direct à une plage déterminée), balayage (les plages du C.D. sont passées en revue et écoutées 10 secondes chacune), répétition, saut... Le système antichoc et antivibration est suffisamment évolué pour que, dans le cas d'une secousse extrêmement violente produisant un saut de la tête laser, celle-ci revienne instantanément à sa position initiale.

Les touches de fonctions sont rappelées par une indication visuelle et un bip sonore. Un écran d'affichage complet permet de contrôler le déroulement du programme. Enfin, en cas d'élévation anormale de la température risquant de mettre en danger la tête laser, la lecture est immédiatement arrêtée.

Le reste de la chaîne ne doit pas être moins performant. La solution Pioneer ne manque pas d'intérêt. Le cœur du système est l'unité centrale composée de la platine à cassettes FX-K9B et du tuner dissimulable FX-T8B (à 24 présélections), qui peut être commandé à distance (infrarouge) par l'unité CD-S9. Un égaliseur graphique EQ-EO1 à sept bandes vient ensuite peaufiner la réponse. Puis le signal est dirigé vers les amplificateurs de puissance : GM-A200 pour le grave (2 × 150 W musicaux), GM-A120 pour le médium-aigu (2 × 60 W musicaux). Côté haut-parleurs, le quantitatif règne : deux ensembles TS-2080 (encastrés) cross axial à quatre voies ; deux haut-parleurs de grave TS-W163 (encastrés) ; deux haut-parleurs de sous-grave GTS-X80 équipés du système Pioneer Motional Feedback et de leur boîtier de contrôle ; deux TS-S9, enfin, pour l'extrême-aigu. Ultime raffinement, le niveleur automatique de niveau sonore ASL-EO3 maintient l'écoute à un niveau subjectivement constant, en fonction des bruits ambiants.

Si vous avez une automobile assez grande, un garage inviolable, un assureur complaisant... et des moyens certains, il ne vous reste qu'à trouver un installateur à la hauteur.

Distributeur : Setton Group, 10, rue des Minimes, 92270 Bois-Colombes.

MEMBRANE ALVEOLAIRE



Les deux nouveaux modèles de Cabasse utilisent dans le grave un haut-parleur 22M18 de 21 cm de diamètre équipé d'une nouvelle membrane à structure alvéolaire. Cette technologie permet d'obtenir une membrane d'une extrême légèreté, d'une grande rigidité, d'une faible densité et de tenue en température importante. Cette membrane, très stable dans le temps, semble promise à un bel avenir.

La Fregate utilise ce haut-parleur 22M18 comme grave-médium dans une enceinte close à raidisseur. La reproduction des aigus est confiée au DOM 2. La Fregate peut accepter jusqu'à 100 W et son efficacité atteint 93,5 dB/W/m (dimensions : 64 × 30 × 25,6 cm).

Le Drakkar est un modèle trois voies. Le 22M18 est alors relayé dans le médium par le haut-parleur 12M15, également équipé de la membrane à structure alvéolaire. L'aigu reste attribué au DOM2. Les caractéristiques annoncées prévoient 100 W admissibles et une efficacité de 93,5 dB/W/m (dimensions : 64 × 30 × 28,8 cm).

Distributeur : Cabasse Kergonan, 29200 Brest.

XXVIe JOURNEES REGIONALES DE METROLOGIE, D'INFORMATIQUE INDUSTRIELLE ET SCIENTIFIQUE DE STRASBOURG

Les XXVIe Journées régionales de métrologie, d'informatique industrielle et scientifique, autorisées par le ministère du Commerce, de l'Artisanat et du Tourisme, se dérouleront les 8, 9 et 10 octobre 1985 à l'ENSAIS (Ecole nationale supérieure des Arts et Industries de Strasbourg), 24, bd de la Victoire, 67000 Strasbourg.

Cette exposition présentera sur une centaine de stands les matériels et systèmes d'environ 350 sociétés. Des conférences sont également prévues.

Renseignements : GAEP, 7, rue de l'Université, 67000 Strasbourg.

LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE :

LES OSCILLATEURS A QUARTZ

Les oscillateurs à quartz entrent dans la gamme des oscillateurs LC, en quelque sorte par analogie. Un quartz, comme nous l'avons entrevu dans le numéro précédent, c'est à la fois un circuit résonnant parallèle (circuit bouchon) et un circuit résonnant série. Mais alors que des composants passifs tels que les condensateurs, les inductances, les résistances... nous sont familiers, le quartz apparaît bien souvent comme mystérieux : c'est vraiment le dipôle dans une « black box », avec une entrée et une sortie ; aussi allons-nous voir de plus près ce qu'il en est du quartz et de ses propriétés, ce qui nous amène tout d'abord à l'effet piézo-électrique.

L'effet piézo-électrique : historique

Les phénomènes piézo-électriques sont connus depuis la plus lointaine antiquité ; toutefois, ce n'est qu'en 1717 que Limery présente à l'Académie des sciences un mémoire sur ce qui peut être considéré comme le sujet. A l'époque, on est plus attiré par le phénomène de pyro-électricité (phénomène par lequel certains cristaux acquièrent des charges électriques, sur leurs faces opposées, sous l'effet d'un apport de chaleur) et il est connu, par exemple, que la tourmaline chauffée a la propriété d'attirer de petits morceaux de papier. La propriété qu'ont quelques cristaux de se charger d'électricité en surface quand ils sont clivés a également été observée. Mais très peu de papiers à l'époque font directement état de l'effet piézo-électrique qui veut que des charges électriques apparaissent, proportionnelles à la force de contrainte appliquée *(1)*. Cependant, l'idée que Coulomb aurait envisagé la production d'électricité à partir de contraintes mécaniques (pressions) a été avancée. Au début du XIXe siècle, des savants tel René Haüy *(2)* – à l'origine de la cristallographie – et Antoine Becquerel *(3)* – grand-père du Prix Nobel Henri Becquerel – qui mènent chacun de leur côté des expériences systématiques sur la pyro-électricité sont bien près d'aboutir et, à ce titre, peuvent être considérés comme des précurseurs. Il faut toutefois attendre 1880 et Jacques et Pierre Curie pour montrer la possibilité qu'ont certains cristaux de développer une polarisation électrique sous l'action de forces mécaniques *(4)*. Certes, comme nous l'avons vu, des travaux antérieurs aux leurs existaient.

Cependant, ce sont leurs études de la pyro-électricité et de la symétrie cristalline qui permet, sans équivoque, de prédire que les classes de cristaux dotés de propriétés pyro-électriques doivent aussi, sous certaines conditions, développer de l'électricité polaire quand ils sont soumis à des pressions suivant les axes caractéristiques du cristal*. De plus, ils montrent de façon expérimentale, et prouvent donc, que de telles charges sont générées et qu'elles sont proportionnelles à la pression, alors qu'elles disparaissent quand la contrainte mécanique n'est plus appliquée. Moins d'un an après les frères Curie, Lippmann *(5)* énonce, à partir de considérations théoriques prenant pour base les principes de la thermodynamique, l'effet piézo-électrique inverse, complément de l'effet précédent et, quelques mois après Lippmann, Jacques et Pierre Curie font la preuve expérimentale de l'existence de cet effet inverse *(6)*. La piézo-électricité est née.

En 1890, Voigt donne une théorie générale de ce phénomène. Il faut toutefois attendre la Première Guerre mondiale pour que la piézo-électricité trouve dans les sondeurs sous-marins une première application grâce à Paul Langevin, un élève de Pierre Curie. Cady, en 1922, réalise un oscillateur à ondes entretenues, stabilisé par quartz. Enfin Butterworth et Van Dyke montrent qu'un quartz peut être assimilé à un dipôle, ce qui permet de considérer un quartz comme un assemblage de diverses impédances et donc d'étudier les circuits l'utilisant par des procédés identiques à ceux employés dans l'étude des circuits électriques.

Le quartz

Le quartz est de la silice $Si\ O_2$ qui critallise sous forme d'un prisme hexagonal surmonté de deux pyramides

* Cela sera précisé au paragraphe suivant.

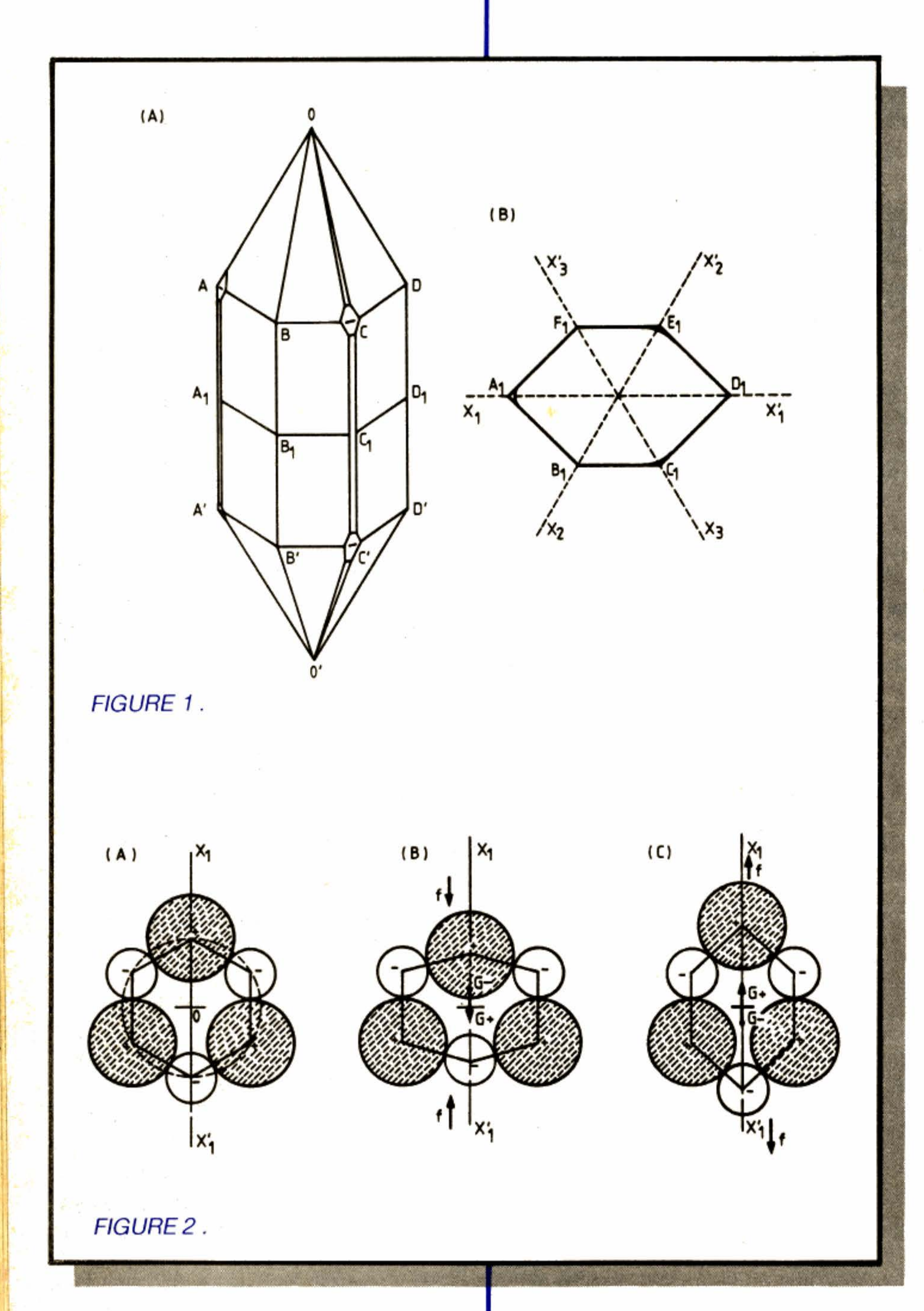


FIGURE 1.

FIGURE 2.

hexagonales (fig. 1). On le trouve en URSS, au Brésil et à Madagascar, sous la forme de monocristaux, dont la masse peut atteindre plusieurs centaines de kilogrammes, et qui prennent l'aspect de la figure 1. Il peut aussi être obtenu par synthèse.

L'axe OO' est appelé axe optique. C'est un axe ternaire (ou d'ordre 3) parce que le cristal se superpose à lui-même par une rotation de $2\pi/3$ autour de lui. Il ne peut être d'ordre 6 parce que les sommets A, C, E et A', C', E' sont tronqués.

Du point de vue électrique, les directions remarquables sont celles des trois axes binaires $X_1X'_1$, $X_2X'_2$ et $X_3X'_3$ qui réunissent deux arêtes opposées : ce sont les axes électriques.

Si nous nous intéressons à l'édifice cristallin, celui-ci peut être divisé en groupes de trois molécules de SiO_2. Si nous coupons un de ces groupes par un plan perpendiculaire à l'axe optique et que nous projetons alors le groupe sur ce plan, nous obtenons schématiquement l'aspect de la figure 2A : les gros cercles, en grisé, représentent les atomes silicium, lesquels portent deux charges positives et les petits cercles représentent les molécules d'oxygène, porteuses de deux charges négatives. Les six charges positives et les six charges négatives sont disposées au sommet d'un hexagone régulier : en conséquence de quoi le centre de gravité G_+ des charges positives se confond avec le centre de gravité G_- des charges négatives et le moment électrique de l'ensemble est nul *(7)*.

Phénomène piézo-électrique direct

Si l'on taille une lame de quartz sous la forme d'un parallélépipède rectangle de telle façon que deux de ses faces soient parallèles à l'axe optique tout en étant perpendiculaires à l'axe électrique $X_1X'_1$ (taille dite « de Curie ») et que l'on exerce une pression p suivant ce dernier, l'édifice cristallin se déforme et G_+ ne coïncide plus avec G_- (fig. 2B) ; en effet, G_+ s'est déplacé vers le bas et G_- s'est déplacé vers le haut. Nous avons donc apparition d'un dipôle et d'un moment électrique.

Le même phénomène, mais cette fois en exerçant une traction, conduira à l'apparition d'un dipôle (et donc encore d'un moment électrique mais de sens inverse au précédent) : G_+ se déplace vers le haut et G_- se déplace vers le bas, ce que montre la figure 2C.

Cela explique pourquoi une lame de quartz, taillée perpendiculairement à l'un de ses axes électriques, acquiert des charges superficielles quand son épaisseur varie sous l'effet de contraintes mécaniques extérieures.

Si nous désignons par f la force appliquée, par p la pression exercée (positive s'il s'agit d'une traction, négative s'il s'agit d'une compression), par q la charge totale et par σ la densité superficielle de charge qui apparaissent sur une des faces perpendiculaires à l'axe électrique $X_1X'_1$, l'expérience montre que :

$\sigma = kp$

ou

$q = -kps = -kf$ (1)

s étant la surface d'une des faces considérées de la lame.

Le coefficient k, appelé module piézo-électrique, a pour valeur :

$k = 2{,}12 \cdot 10^{-12}$ Cb/N

Cet effet piézo-électrique est faible puisque pour une pression de l'ordre de 10^5 Pascals (pression atmosphérique), la densité de charges σ n'est que de 2,1 10^{-7} Coulombs/m².

Les charges dont nous avons parlé jusqu'à présent sont liées au cristal ; toutefois, si nous métallisons les deux faces – celles sur lesquelles s'exercent directement les contraintes – et que nous les relions alors entre elles, il apparaît sur chacune d'elles par influence des charges égales – en valeur absolue – et opposées – en signe – à celles que porte le cristal.

D'une manière générale, si on établit alors entre ces armatures métallisées la différence de potentiel V et qu'on exerce la compression f, les armatures prendront des charges de signes contraires égales à :

$$q = C_oV + kf \qquad (2)$$

C_o étant la capacité du condensateur constitué par la métallisation.

Effet piézo-électrique inverse

Les forces mécaniques ne sont pas les seules susceptibles de déformer la lame ainsi taillée ; un champ électrique E, en exerçant sur les atomes de silicium (positifs) et sur les molécules d'oxygène (négatives) des forces de sens contraires, conduit à un résultat similaire. Ce champ E, généré par une ddp V, provoque une déformation du cristal.

D'une manière générale, l'allongement du cristal suivant l'axe $X_1 X'_1$, si on le soumet simultanément à une compression et à une différence de potentiel V, sera donné par :

$$x = \frac{x_o}{E} f + kV \qquad (3)$$

où x_o désigne l'épaisseur initiale de la lame de quartz et E le module d'élasticité du cristal dans la direction de l'axe électrique $X_1 X'_1$:

$f = E \,.\, \Delta x$ avec $\Delta x = x - x_o$.

Cellule équivalente à un quartz

(Le lecteur qui ne pourrait suivre les calculs peut passer directement aux conclusions de ce paragraphe.)

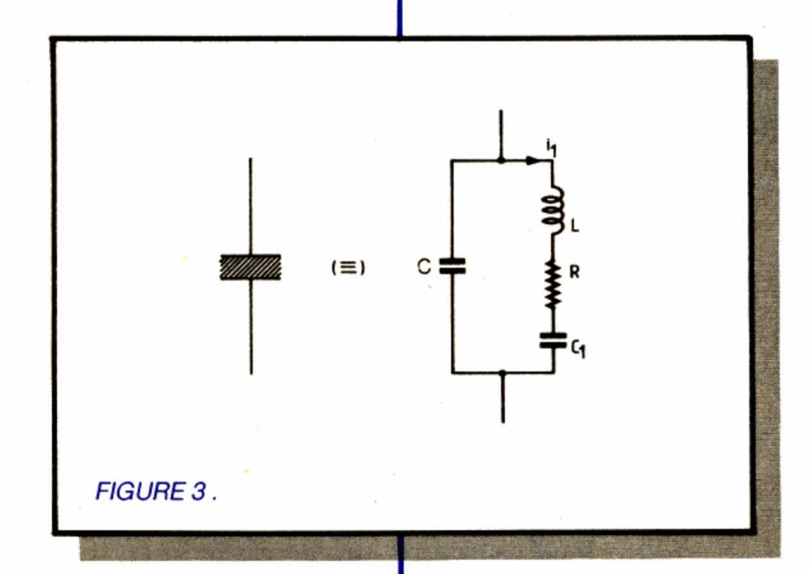


FIGURE 3.

Eliminons f entre (2) et (3). Il vient :

$$Q = \left(C_o + \frac{k^2E}{x_o}\right) V + kE \frac{x}{x_o}$$

$$= CV + Q_1 \qquad (4)$$

en posant :

$$C = C_o + \frac{k^2E}{x_o}$$

$$\text{et } Q_1 = kE \frac{x}{x_o}$$

(4) montre que le quartz piézo-électrique peut être considéré comme constitué par la mise en parallèle de deux circuits, l'un étant le condensateur C et l'autre un circuit que nous allons définir et qui est parcouru par le courant i_1 :

$$i_1 = \frac{dQ_1}{dt} = \frac{d}{dt}\left(kE \frac{x}{x_o}\right) = k \frac{E}{x_o} \cdot \frac{dx}{dt} \qquad (5)$$

En l'absence de ddp appliquée, l'allongement permanent du quartz sous l'action de la force constante f est :

$$x = \frac{x_o}{E} \cdot f$$

En l'absence de force appliquée et sous l'action d'une ddp constante V, l'allongement de la lame de quartz est :

$x = kV$

et donc le même que sous l'action d'une force f' :

$$f' = kE \frac{V}{x_o}$$

Sous l'action de cette force, le quartz est soumis à un mouvement vibratoire satisfaisant à une équation différentielle régissant la variation de l'allongement x en fonction du temps, sous l'influence d'un ddp alternative v ; les déformations du quartz soumis à une ddp périodique sont relativement complexes, mais, comme l'a montré Cady, on peut ramener ce mouvement à un mouvement oscillatoire de la forme :

$$a \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + cx = \frac{kE}{x_o} \cdot v$$

a étant proportionnel à la masse du quartz, b à l'amortissement et c aux forces élastiques ($c = E/x_o$)n d'où :

$$\frac{x_o}{kE} \; a\left(\frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + \frac{E}{x_o} x\right) = v$$

et, compte tenu de (5) :

$$\frac{x_o^2}{k^2E^2} \; a\left(\frac{di_1}{dt} + bi_1 + \frac{E}{x_o} \int i_1 \, dt\right) = v \qquad (6)$$

Le courant i_i est donc le même que celui qui parcourait un circuit comprenant en série une self L, une résistance R et une capacité C_1 telles que :

$$L = \frac{x_o^2}{k^2E^2} a \; ; \; R = \frac{x_o^2}{k^2E^2} b \; ; \; C_1 = \frac{k^2E}{x_o}$$

d'où l'équivalence de la figure 3.

L est de l'ordre de plusieurs henrys, C est compris entre quelques picofarads et une fraction de picofarads, alors que R est compris entre plus centaines et plusieurs dizaines de milliers d'ohms ; quant à C_1, il est de 100 à 200 fois plus petit que C.

Etude de la cellule équivalente au quartz

L'impédance Z de la cellule de la figure 3 s'écrit :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \qquad (7)$$

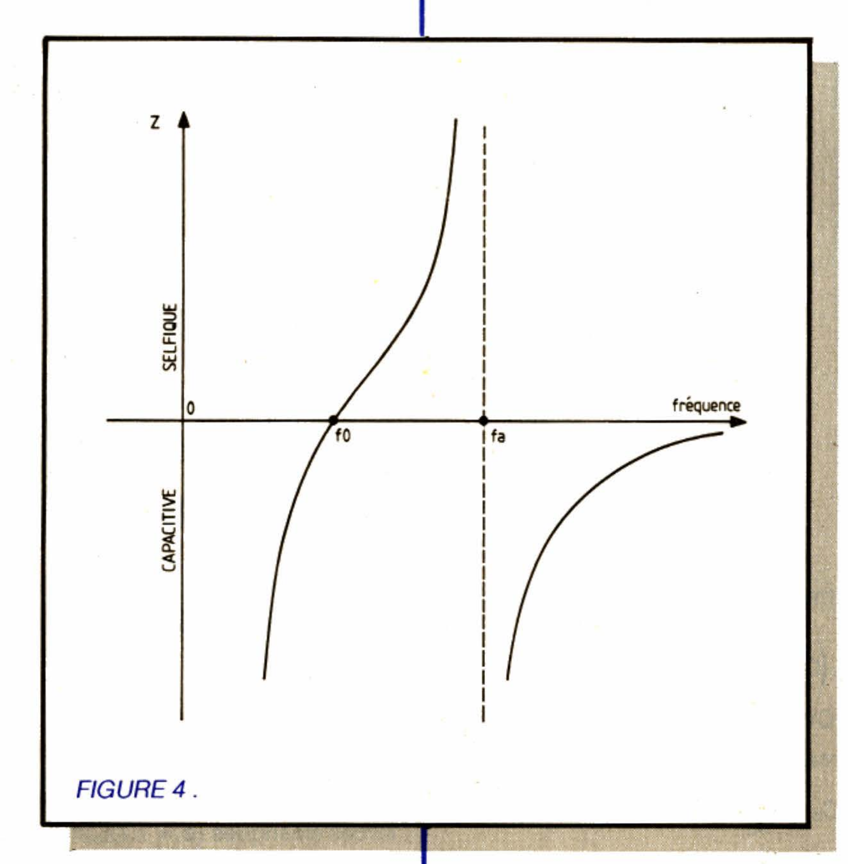


FIGURE 4.

avec $\frac{1}{Z_1} = jC\omega$

et $Z_2 = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)$ (8)

Dans les calculs sur Z_2 et Z, nous aurons toujours à considérer des fréquences voisines de la fréquences f_0 de résonance du quartz

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC_1}$$

D'autre part, les réactances étant très grandes vis-à-vis de R, nous pouvons négliger cette dernière.

Et $Z_2 \simeq j\left(L\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)$

$= j\,\frac{LC_1\omega^2 - 1}{C_1\omega} = j.\,\frac{n}{C_1\omega}$

en posant $n = LC_1\omega^2 - 1$.

n représente très sensiblement le double du désaccord relatif vis-à-vis de la pulsation de résonance

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC_1}$$

En effet :

$n = LC_1\omega^2 - 1 = LC_1\omega_0^2 \,.\, \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1$

$= \left(\frac{\omega}{\omega_0} + 1\right)\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right) \simeq 2\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega}\right)$

puisque $\omega \simeq \omega_0$, d'après ce qui a été dit plus haut. Et (7) devient :

$\frac{1}{Z} = jC\omega - j\,\frac{C_1\omega}{n} = jC\omega\left(1 - \frac{C_1}{C_n}\right)$

En posant $C_1/C = \alpha$, il vient :

$\frac{1}{Z} = jC\omega\left(1 - \frac{\alpha}{n}\right)$

et, pour l'impédance,

$Z = \frac{jn}{C\omega(\alpha - n)}$

Les variations de Z en fonction de la fréquence sont données figure 4. La résonance a lieu pour n = 0, soit donc pour f_o alors que l'anti-résonance a lieu pour $f_a = \sqrt{1 + \alpha}/2\pi\sqrt{LC_1}$; mais α étant petit,

$f_a \simeq \frac{1 + (\alpha/2)}{2\pi\sqrt{LC_1}} = f_o\left(1 + \frac{\alpha}{2}\right)$

Ce qui montre que f_0 et f_a ne sont séparées que par une fraction de pourcent.

Remarque 1 : Nous avons admis que tout le diélectrique était constitué par la seule substance cristalline de la lame de quartz. En fait, pour que le quartz puisse vibrer, il est parfois nécessaire qu'il ne soit pas en contact avec les électrodes ; tout se passe comme si un condensateur C_s à lame d'air était mis en série avec le quartz.

Remarque 2 : Le quartz, naturel ou synthétique, n'est pas le seul matériau piézo-électrique. Les ferro-électriques (céramiques, tantalate de lithium) acquièrent cette propriété par polarisation. Par ailleurs, le sel de Seignette et de Rochelle ont naturellement cette propriété ; il en est bien d'autres.

Maintenant que nous connaissons mieux le quartz, et l'effet piézo-électrique, nous serons mieux à même d'aborder quelques montages oscillateurs où ce matériau entre en jeu ; ce que nous ferons dans le prochain numéro.

Ch. PANNEL

Bibliographie

[*1*] Frederick V HUNT : « Electro-acoustics. The analysis of transduction and its historical background », réédité en 1982 par l'*Acoustical Society of America.*

[*2*] René-Just HAÜY : « Sur l'électricité produite dans les minéraux à l'aide de la pression ». Mémoire du Museum d'Histoire Naturelle (Paris) 3, 223-228 (1817), repris par les *Annales de Chimie et Physique* (2) 8, 95-101 (1817).

[*3*] Antoine-César BECQUEREL : « Sur le développement de l'électricité dans les corps par la pression et la dilatation ». *Bulletin des Sciences,* par la Société Philomatique de Paris (3) 7, 149-155 (1820) ; « Sur le développement de l'électricité par la pression ; lois de développement ». *Annales de Chimie et Physique* (2) 22, 5-34 (1823).

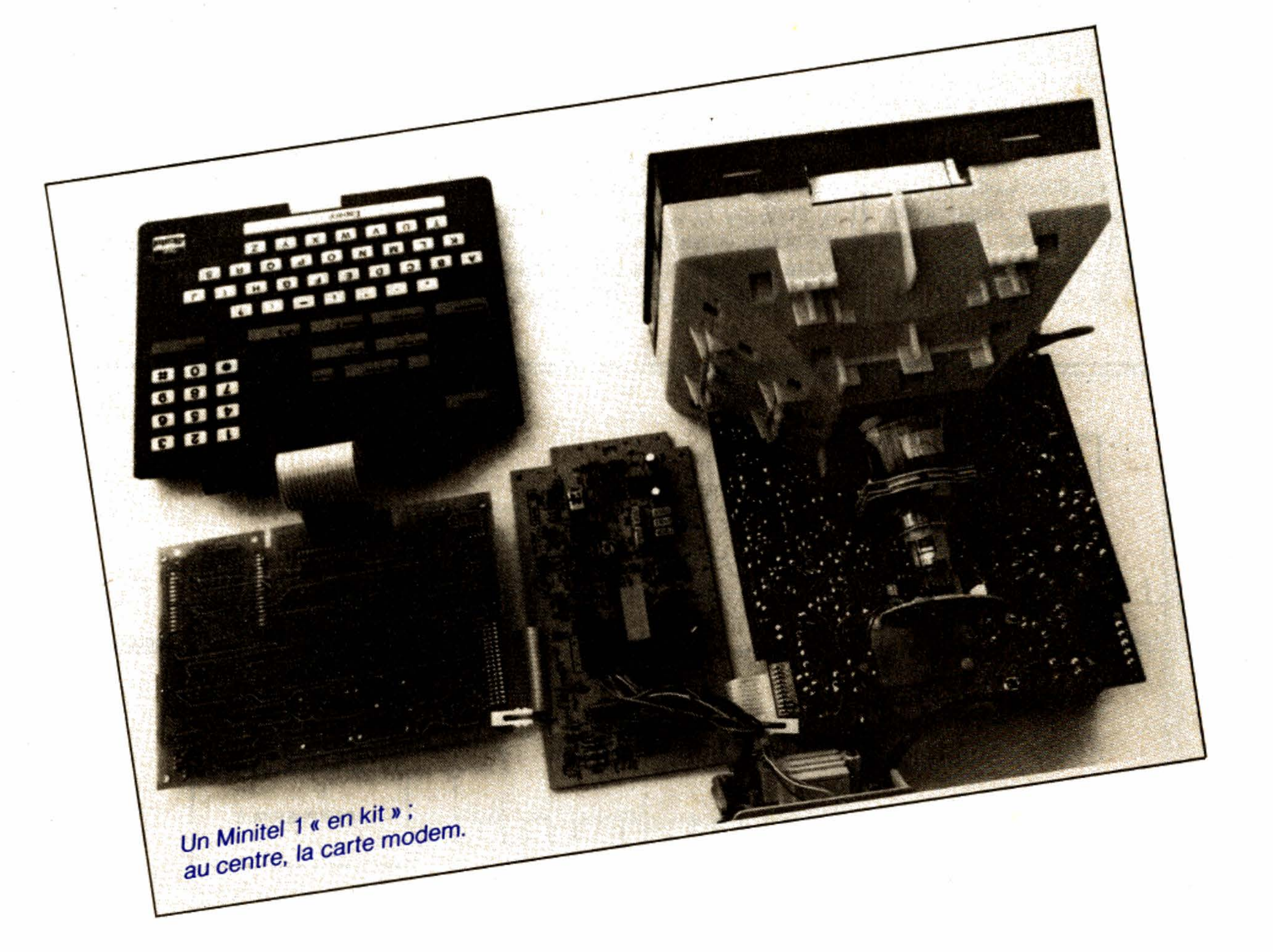
[*4*] Jacques CURIE et Pierre CURIE : « Développement par compression de l'électricité polaire dans les cristaux hémiédres à faces inclinées. » *Bulletin de la Société Minéralogique de France.* 3, 90-93 (1880) et *Comptes-Rendus de l'Académie des Sciences* 91, 294-295 et 383-386 (1880).

[*5*] Gabriel LIPPMANN : « Sur le principe de la conservation de l'électricité ». *Compte-rendus de l'Académie des Sciences.* 92, 1049-1051, 1149-1152 (1881).

[*6*] Jacques CURIE et Pierre CURIE : « Contractions et dilatations produites par des tensions électriques dans les cristaux hémiédres à faces inclinées. » *Comptes-rendus de l'Académie des Sciences.* 93, 1137-1140 (1881).

[*7*] Georges GOUDET : « Electronique industrielle ». Eyrolles (1957).

LA PAGE DU MINITEL


Un Minitel 1 « en kit » ; au centre, la carte modem.

Après avoir vu les multiples aspects pratiques des terminaux Minitel et avoir étudié leurs divers modes d'utilisation, nous allons nous consacrer un peu à la technique avec la présentation des divers principes mis en œuvre pour les transmissions de données informatiques ; principes largement utilisés sur Télétel.
Bien qu'il soit nécessaire d'être plus technique que dans les articles précédents, nous avons écrit ces lignes afin qu'elles soient accessibles à tous sans nécessiter de connaissances très poussées en électronique. Si, malgré cela, quelques points de détail vous échappent, ce n'est pas dramatique car il n'est pas nécessaire de savoir ce que nous allons maintenant expliquer pour utiliser Minitel.

Nécessité d'un codage numérique

Quelle que soit la nature de l'information échangée *via* Télétel, elle peut être considérée comme un ensemble de caractères (que ceux-ci soient graphiques ou alphanumériques n'a pas d'importance). Ces caractères sont extraits de la mémoire d'un ordinateur dans laquelle ils sont conservés sous forme de tensions électriques, et nous ne vous apprendrons sans doute rien en vous disant que les ordinateurs ne savent manipuler que des présences ou des absences de tension ; présences que l'on peut coder par un 1 et absences que l'on peut représenter par un 0.

Les ordinateurs ne sachant, lorsque l'on remonte vraiment au cœur même des circuits, manipuler que des 0 ou des 1, on dit qu'ils travaillent en binaire ou en arithmétique à base 2. Au moyen de ces 0 et de ces 1, il est possible de représenter n'importe quel chiffre mais ce n'est pas notre propos. En ce qui nous concerne, nous nous contenterons de constater que si l'on dispose de 8 emplacements dans lesquels on

ne peut écrire que des 0 et des 1, cela offre tout de même 256 possibilités de représentation différentes (allant de 00000000 à 11111111). Un emplacement élémentaire pouvant prendre la valeur 0 ou 1 s'appelle un bit (de l'anglais Binary digIT, ce qui veut dire chiffre binaire), et l'association de 8 bits côte à côte constitue ce que l'on appelle un octet ou un byte (prononcez baillte). Lorsque l'on dit qu'un micro-ordinateur ou qu'un microprocesseur est un « microprocesseur 8 bits », cela signifie qu'il manipule des ensembles de 8 bits d'un seul coup. Tous les micro-ordinateurs domestiques (ZX-81, Oric 1, Thomson MO5, etc.) sont des « 8 bits » ; par contre, les gros ordinateurs des centres de calcul ou certains micro-ordinateurs à vocation professionnelle sont des 16 bits, voir des 32 ou des 64 bits.

Quelle que soit la taille de la machine, de 8 à 64 bits, il existe une codification internationale permettant de représenter n'importe quel caractère alphanumérique (chiffres, lettres, ponctuation) au moyen de 8 bits et nous verrons celle-ci tout à l'heure. Pour l'instant, retenez seulement qu'un ordinateur peut vous envoyer de l'information au moyen d'une succession de mots de 8 bits, chacun représentant un caractère. Et, de fait, c'est ce qui se passe lorsque vous utilisez votre Minitel, mais ces pauvres bits connaissent bien des vicissitudes.

Problèmes de transmission

Les signaux binaires utilisés par les ordinateurs le sont par des circuits intégrés logiques des diverses familles TTL, C.MOS ou ECL selon la rapidité de la machine concernée. Pour simplifier notre exposé, nous allons considérer le cas des circuits TTL qui peut être appliqué aux autres familles logiques sans difficulté.

De tels circuits utilisent une tension d'alimentation unique de 5 V et représentent les 1 logiques par toute tension comprise entre 2,4 V et 5 V et les 0 logiques par toute tension comprise entre 0 et 0,8 V. Entre 0,8 et 2,4 V, c'est la « zone interdite », c'est-à-dire que toute tension se trouvant entre ces deux limites correspond à un niveau logique indéterminé. Ce peut être un 0, un 1 ou une oscillation permanente entre les deux. Pour cette raison et pour éviter cette incertitude qui n'est pas informatique du tout, le passage d'un niveau logique à un autre se fait très rapidement (de 20 à 100 nanosecondes environ) afin que le signal concerné ne puisse rester trop longtemps dans la zone interdite.

Ces contraintes interdisent de véhiculer de tels signaux sur de longues distances car les capacités parasites, inévitables dans ce cas, dégradent les fronts de montée et de descente des signaux ; ils risquent alors de rester trop longtemps dans la fameuse zone interdite, ce qui conduit à un fonctionnement erratique.

Tant que l'on reste à l'intérieur d'un calculateur, le fait de devoir véhiculer des octets pour transmettre un caractère n'est pas bien gênant car cela reste sur de courtes distances, et le nombre de fils nécessaires qui se monte à 11 au minimum (1 fil par bit, 1 fil de masse et au minimum 2 fils de dialogue) n'est pas un handicap. En revanche, lorsque l'on veut transmettre de l'information, cela devient un peu plus désagréable. En effet, si l'on n'employait pas un procédé de transmission particulier que nous allons décrire dans quelques instants, il faudrait, pour relier un ordinateur à n'importe quel terminal, 11 fils : il est inutile de vous dire qu'une telle structure ne peut s'accommoder du réseau téléphonique existant où deux fils seulement sont disponibles au niveau de l'usager. Une solution à ce

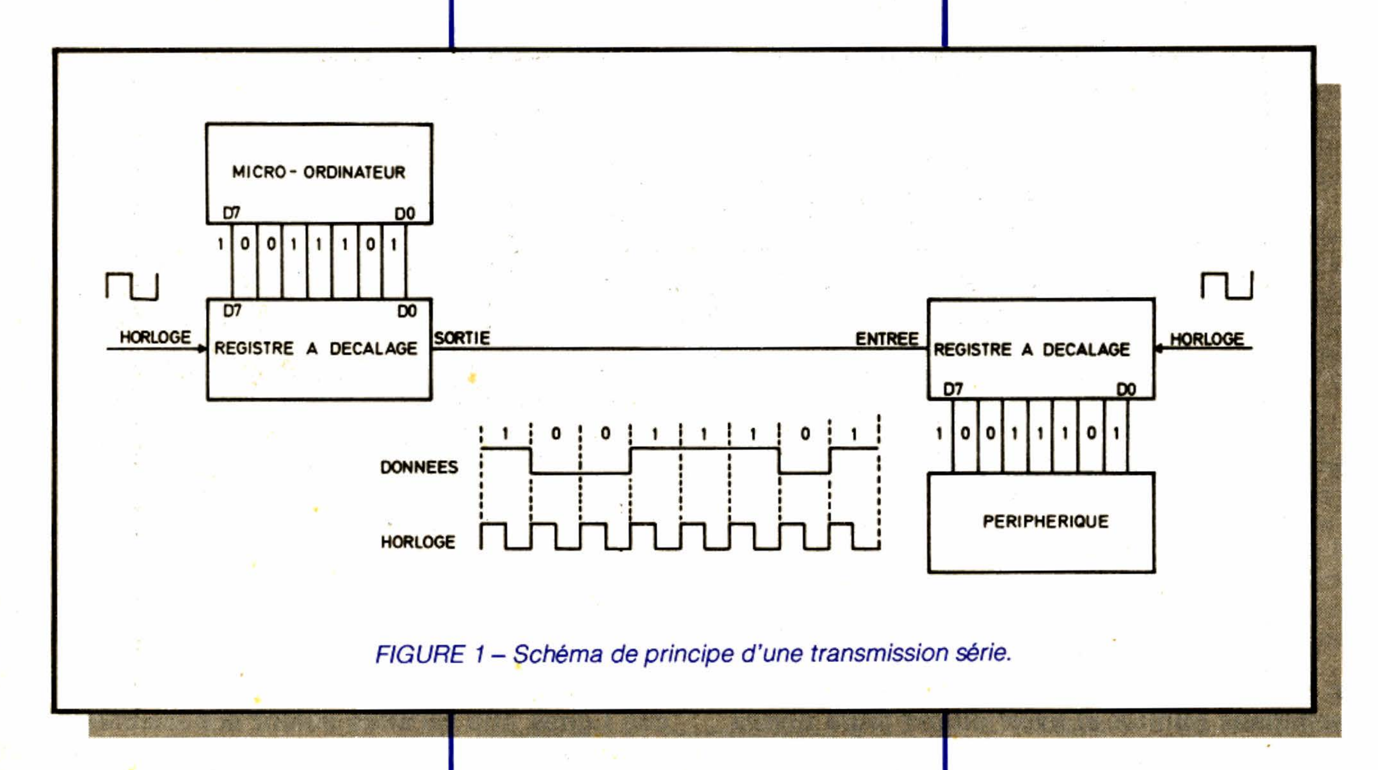


FIGURE 1 – Schéma de principe d'une transmission série.

problème a donc dû être trouvée et fait appel au principe de la transmission série.

Principe d'une transmission sous forme série

Il suffit d'un peu de bon sens pour comprendre comment est venue l'idée d'une transmission série. Dans le principe de transmission exposé ci-avant qui s'appelle la transmission parallèle, on envoie simultanément les 8 bits de données qui occupent donc à eux seuls huit fils à raison de un par bit.

Pour réduire le nombre de fils, la solution est simple et consiste à transmettre les bits d'informations les uns derrière les autres sur un seul et unique fil. Si c'est fait de manière ordonnée, il ne doit y avoir aucun problème, et c'est bien le cas puisque c'est là le principe de toute transmission série. Cette façon de faire permet en outre, dans de nombreuses applications, de se passer des 2 fils de dialogue évoqués dans le cas de la transmission parallèle comme nous le verrons tout à l'heure. En résumé, la transmission série permet donc de passer de 11 fils à 2 fils (le fil de signal où passent les bits en série les uns derrière les autres et la masse).

Maintenant que nous savons quel est le principe d'une liaison série, voyons comment il est mis en œuvre pratiquement en étudiant la figure 1. Nous y voyons un émetteur de données qui est, par exemple, un ordinateur duquel sortent en parallèle les 8 bits à transmettre. Ceux-ci sont appliqués à un registre à décalage qui reçoit sur son entrée de décalage un signal rectangulaire de fréquence parfaitement stable et connue. Ce signal s'appelle l'horloge de transmission puisque, du fait du principe même d'un registre à décalage, c'est lui qui fixe la durée d'un bit en sortie du registre et, par conséquent, la vitesse de transmission de celui-ci. Nous avons donc par ce moyen converti nos 8 bits parallèles en une succession de 8 bits voyageant sur un seul fil.

A l'autre extrémité de la liaison, constituée par exemple par votre Minitel, un registre à décalage symétrique du précédent reçoit les bits sous forme série et reçoit également un signal rectangulaire de fréquence rigoureusement identique à celle utilisée à l'émission ; ce signal s'appelle l'horloge de réception. On conçoit aisément que si l'horloge d'émission et l'horloge de réception sont synchronisées, il va être possible au registre à décalage de réception de reconstituer l'information parallèle à partir des bits reçus en série.

Pour que le principe que nous venons de décrire puisse fonctionner, il faut assurer un synchronisme rigoureux entre les horloges d'émission et de réception ; en effet, il suffit d'un petit décalage de l'une par rapport à l'autre pour qu'à la réception on se « trompe » d'un bit et que, de ce fait, le mot de 8 bits reçu soit complètement faux. Comme il est impossible d'assurer simplement un tel synchronisme parfait, l'horloge est souvent transmise sur un fil séparé ou est mélangée au signal utile avec un codeur spécial dans ce que l'on appelle alors les transmissions série synchrones. Comme cette nécessité de transmettre l'horloge conduit à avoir un fil supplémentaire ou de la circuiterie supplémentaire pour mélanger données et horloge, un autre système a été dérivé du précédent et c'est lui qui est utilisé sur Télétel et sur la majorité des équipements informatiques classiques. Il s'appelle transmission série asynchrone et fonctionne de la façon suivante.

Alors que l'on ne sait pas, techniquement, réaliser deux horloges parfaitement sychrones, on sait tout de même, et à très peu de frais, réaliser deux horloges fonctionnant à la même fréquence avec seulement quelques pour cent d'erreur : il suffit pour cela

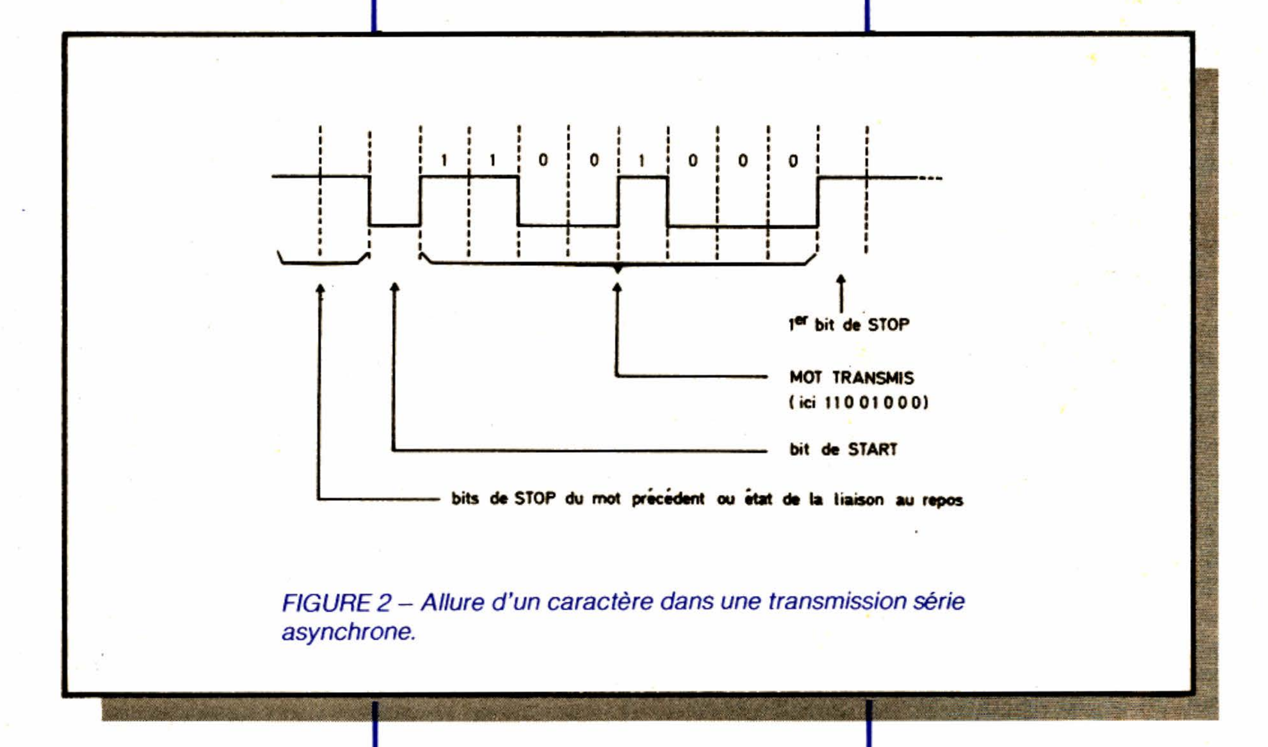


FIGURE 2 – Allure d'un caractère dans une transmission série asynchrone.

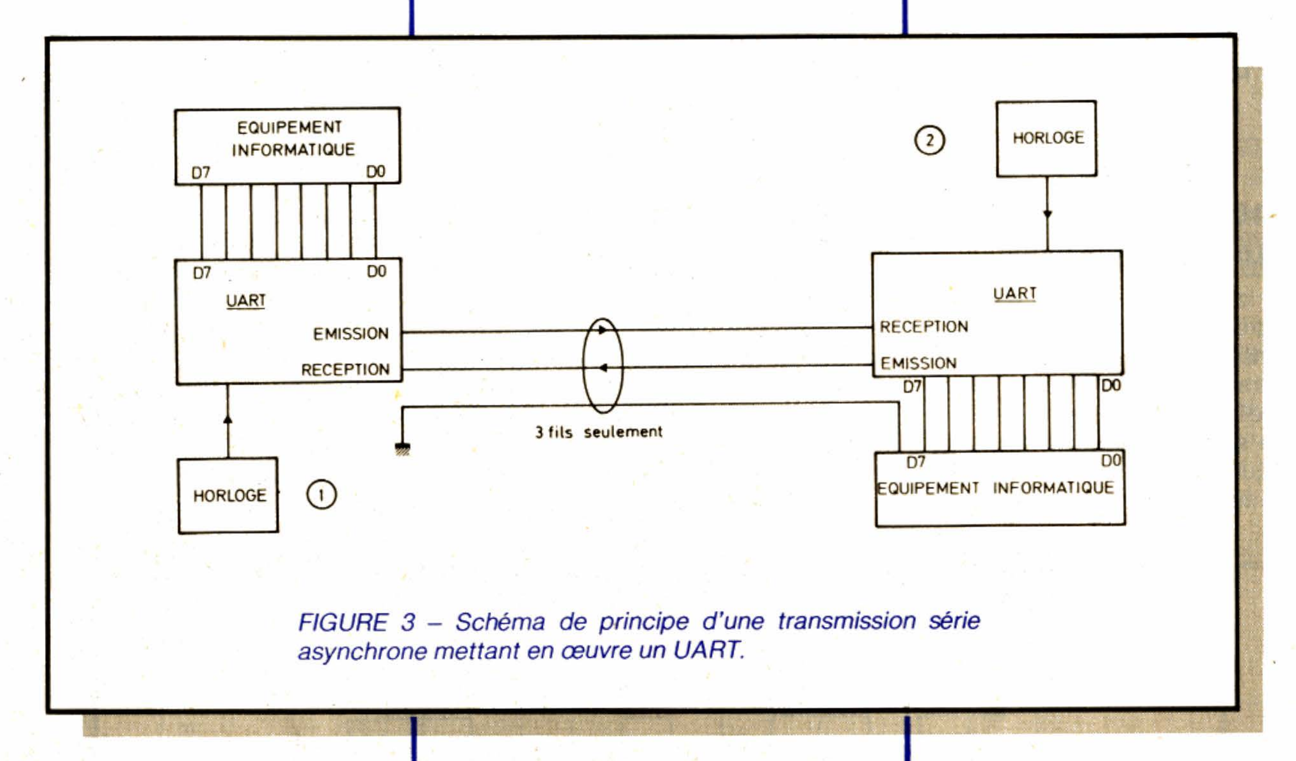


FIGURE 3 – Schéma de principe d'une transmission série asynchrone mettant en œuvre un UART.

d'utiliser un oscillateur à quartz. Le principe de la transmission asynchrone est donc le suivant : plutôt que de synchroniser en permanence les horloges, on resynchronise celles-ci pour chaque caractère reçu au moyen d'un bit d'information particulier ; comme elles sont suffisamment stables et leurs fréquences suffisamment identiques, chaque mot de 8 bits peut ainsi être reçu correctement. Pour cela on complique donc un peu les informations transmises, qui prennent alors l'allure visible figure 2. Tout d'abord on définit un niveau de repos de la ligne de transmission (niveau haut dans cet exemple)) ; ensuite, on décide que chaque groupe de 8 bits d'information « utile » sera précédé d'un bit particulier appelé bit de start (start signifie début en anglais) qui est un passage de la ligne de transmission de l'état de repos (haut) à l'état de travail (bas). Pour accroître la sûreté du système, les 8 bits d'informations sont suivis par un ou plusieurs bits particuliers, dits de stop, qui sont des mises à l'état de repos (haut) de la ligne de transmission. Chaque mot de 8 bits ainsi transmis est encadré par au moins deux bits de « repérage ». Au moyen de ceux-ci, le registre à décalage de réception peut se recentrer vis-à-vis de son horloge et recevoir correctement les 8 bits utiles.

Afin de simplifier le travail des concepteurs de matériel informatique, la mise en place de ces bits à l'émission et leur repérage à la réception n'est pas faite par des circuits logiques conventionnels, mais par des circuits spécialisés que l'on appelle des UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter,* c'est-à-dire émetteurs récepteurs universels de données asynchrones). Comme une liaison informatique est souvent bidirectionnelle (c'est le cas de Minitel puisqu'il y a une liaison clavier vers ordinateur et ordinateur vers écran), ces circuits sont doubles et chacun contient un émetteur et un récepteur. Une liaison série asynchrone a donc l'aspect schématique représenté figure 3.

Ce shéma présente cependant deux inconvénients pour le problème que nous cherchons à résoudre ; en effet, d'une part il utilise trois fils pour établir la liaison complète dans les deux sens et, d'autre part, les signaux sortant et entrant dans les UART sont aux normes TTL très strictes présentées ci-avant. Une telle liaison est donc impropre à être utilisée telle quelle sur le réseau téléphonique ; il faut donc la compléter.

Deux solutions existent selon la destination de la liaison. Si c'est une liaison purement informatique entre deux équipements situés à courte ou à moyenne distance (jusqu'à une centaine de mètres), les signaux TTL sont transformés en signaux respectant la norme RS 232 au moyen de circuits analogues à ceux présentés dans notre numéro de mai. Vu les niveaux électriques imposés par cette norme, les signaux peuvent alors voyager sur des distances assez importantes puisque atteignant la centaine de mètres sans dégradation. En ce qui concerne l'utilisation que nous voulons faire de ces signaux, il est évident que cette norme ne peut nous convenir, et il ne reste donc plus qu'à employer un modem.

Conclusion

Nous verrons, le mois prochain, ce qu'est un modem et comment il s'utilise au sein d'une liaison série. Nous verrons aussi comment sont conçus les divers types de modems, ce qui nous permettra ensuite de vous proposer de réaliser un tel montage pour transformer votre micro-ordinateur en Minitel « intelligent ».

C. BUGEAT

Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

• Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

• Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

• Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

• Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

• Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 04.09 : M. Roland PICAUD, 63 RIOM, nous demande :
1° l'adresse d'un club, d'une association, pour prendre contact avec des amateurs s'intéressant au DX-TV ;
2° le schéma d'une cuve de nettoyage par ultrasons.

1° Concernant le DX-TV, nous vous suggérons de vous adresser à : AFATELD, place de Mons, Cenac, 33360 Latresne.
2° Une cuve de nettoyage par ultrasons a été décrite dans notre numéro 1583 (pages 218 et suivantes) auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

RR – 04.11 : M. Jean-Yves ROCHE, 44 REZÉ :
1° souhaite prendre connaissance des schémas de petits récepteurs simples fonctionnant sur une prise de terre en guise d'antenne ;
2° nous demande conseil pour le dépannage d'un téléviseur.

1° Avec un mini-récepteur, il n'est pas possible de recevoir des émissions radio uniquement avec une prise de terre. Le radiorécepteur le plus simple est évidemment constitué par un unique étage détecteur précédé d'un circuit accordé sur la fréquence à recevoir et relié d'une part à une longue antenne filaire, et d'autre part à une prise de terre. C'était la conception des fameux récepteurs à galène. Actuellement, la galène n'existe plus, et l'on remplace ce détecteur par une diode au germanium beaucoup plus sensible et très stable (indéréglable).
Quant aux montages simples que vous vous proposez de réaliser, nous vous suggérons de vous reporter à l'ouvrage « Apprenez la radio en réalisant des récepteurs simples » de Bernard Fighiera (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).
2° D'après vos explications, il semble bien que le défaut se situe dans les circuits de chrominance et probablement les circuits de matriçage... Mais cela avec toutes les réserves d'usage. En effet, nous ne possédons pas le schéma de votre téléviseur dont la marque ne figure dans aucun annuaire professionnel. En outre, comme nous avons eu l'occasion de le dire à maintes reprises, le dépannage à distance est un travail absolument impossible faute de pouvoir examiner les appareils et de s'y livrer à des mesures systématiques (nous ne sommes pas devin !). Le cas échéant, vous pourriez toujours consulter un radioélectricien compétent de votre région.

RR – 04.12 : M. Pierre ANDRIS, 14 LISIEUX, sollicite divers renseignements complémentaires en vue de la construction de l'amplificateur VHF 300 W – gamme FM – décrit dans notre n° 1690, page 83.

L'amplificateur VHF de 300 W, gamme FM (ainsi que son éventuel driver), est, comme cela est dit dans le texte, une réalisation des laboratoires Philips-R.T.C. Par conséquent, il est bien évident que tous les transistors utilisés sont également de cette marque ! Nous vous conseillons donc de vous adresser pour tous les matériels et composants nécessaires (transistors, résistances, condensateurs, ferrites, radiateur, tc.) à un dépositaire R.T.C. tel que :
R.T.F.-Diffusion, 59-63, rue Desnouettes, 75015 Paris, ou
Omnitech, 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes.
Cet appareil n'est pas vendu en kit, et sa réalisation ne peut s'adresser qu'à un professionnel qualifié (et non à un amateur !). Cette construction est en effet assez délicate, nécessitant une parfaite mise au point, ce qui ne peut être conduit que par un professionnel averti et spécialisé en VHF. C'est la raison pour laquelle cette description ne comporte que peu de détails... qui sont cependant suffisants pour un spécialiste.
L'alimentation générale de l'amplificateur nécessite une intensité de 18 à 20 A (sous 28 V). La consommation étant constante (FM/classe C), il est inutile de prévoir des circuits régulateurs ou stabilisateurs. L'alimentation ne comporte donc qu'un transformateur, un pont de diodes et de forts condensateurs de filtrage.

RR – 04.10-F : M. Louis MARQUET, 05 GAP, désire connaître les caractéristiques, brochages et utilisations des circuits intégrés TDA 2630 et TDA 2631.

Les circuits intégrés TDA 2630 et 2631 sont des circuits de commande par effleurement pour les signaux de contact, de mémorisation des programmes, et la sélection des bandes en TV.
Le TDA 2631 qui sert à l'extension du nombre des programmes est identique au TDA 2630, mais ne possède pas cette dernière fonction.
Alimentation nominale = 15 V 11 mA.
Schéma fonctionnel d'application : voir figure RR-04.10 (doc. R.T.C.).

RR – 04.14 : M. Philippe HERVOUET, 38 VIENNE, désire connaître les caractéristiques de divers transistors et diodes.

1° Caractéristiques maximales des transistors :
BC 238 : *silicium NPN ; Pc = 350 mW ; FT 240 MHz ; Vce = 20 V ; Veb = 5 V ; Ic = 100 mA ; h fe = 120 pour Ie = 2 mA et Vcb = 5 V.*
2N 3904 : *silicium NPN ; Pc = 350 mW ; Ft = 300 MHz ; Vcb = 60 V ; Vce = 40 V ; Veb = 6 V ; Ic = 200 mA ; h fe = 100 pour Ie = 1 mA et Vcb = 10 V.*
2N 2905 : *silicium PNP ; Pc = 600 mW ; Ft = 200 MHz ; Vcb = 60 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 600 mA ; h fe = 50 pour Ic = 1 mA et Vcb = 10 V.*
2° Caractéristiques maximales des diodes :
1N 645 : *redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 225 V ; intensité redressée max = 400 mA.*
1N 647 : *redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 400 V ; intensité redressée max = 400 mA.*
1N 649 : *redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 600 V ; intensité redressée max = 400 mA.*

RR – 04.13-F : M. Joël FEUILLATEY, 75007 PARIS, nous demande :
1° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré NE 572 ;
2° des schémas de VU-mètres à LED.

1° Le circuit intégré NE 572 est destiné à la compression ou l'expansion des signaux BF stéréophoniques (deux canaux). Son alimentation est possible entre 6 et 22 V (tension nominale = 15 V) ; consommation max = 6 mA ; Pd = 500 mW.
Boîtier DIL 16 pattes ; brochage ; voir figure RR-04.13.
2° Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de VU-mètres

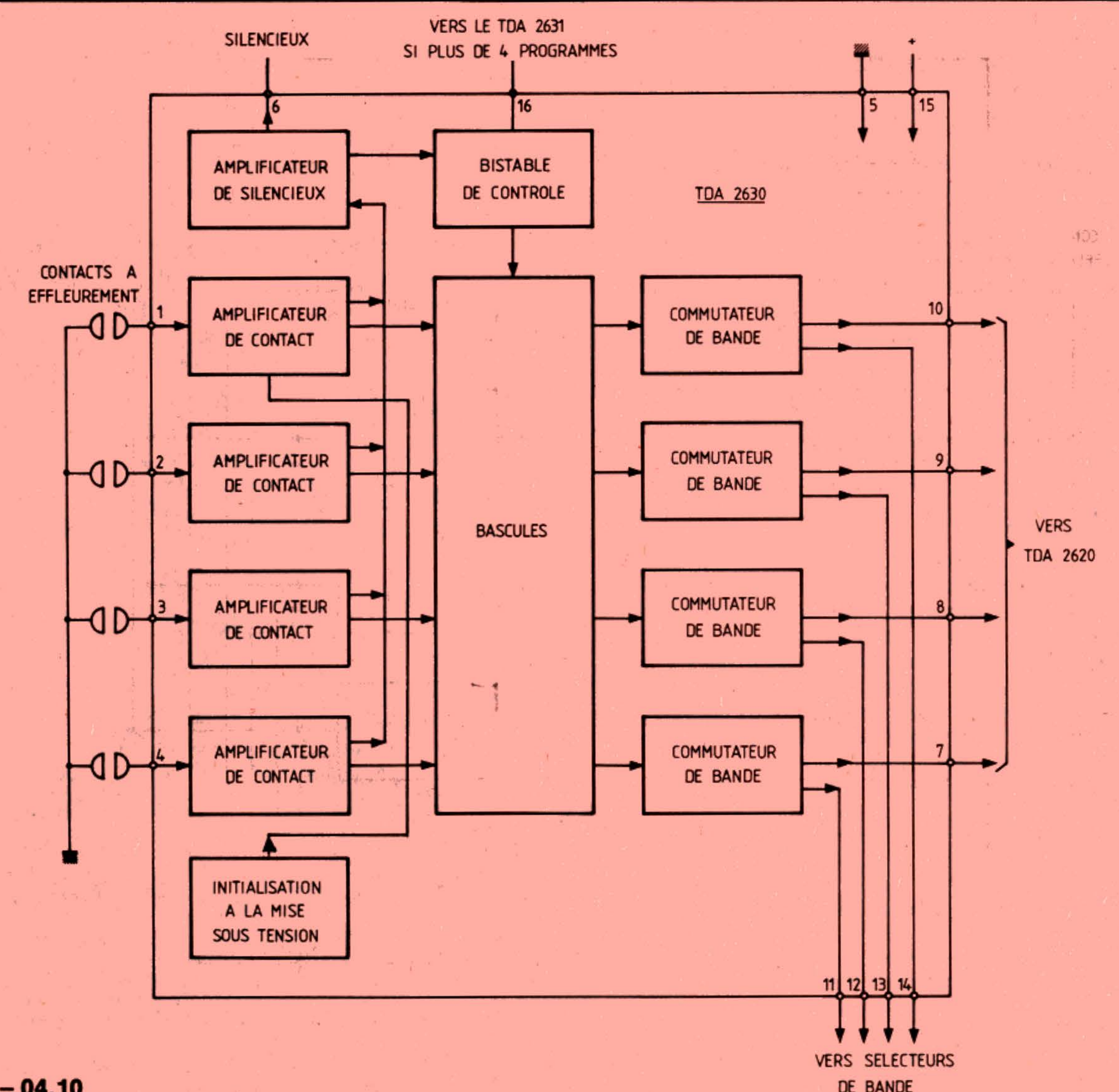


Fig. RR – 04.10

BF à LED dans nos différentes publications, auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter :
Haut-Parleur, *numéros 1636 (p. 232), 1639 (p. 335), 1639 également (p. 223), 1657 (p. 121), 1679 (p. 156), 1713 (p. 88).*
Radio-Plans, *numéros 388 (p. 78), 396 (p. 122), 429 (p. 59).*
Electronique Pratique, *numéros 40 (p. 103), 57 (p. 59) et 69 (p. 50).*

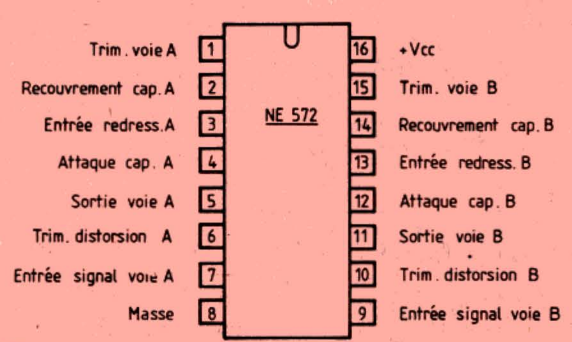


Fig. RR – 04.13

RR – 05.10 : M. Thierry MAZILLE, 36 CHATEAUROUX, nous demande :
1° des précisions sur les éléments d'accumulateurs rechargeables au cadmium-nickel ;
2° des schémas de filtres de voies pour haut-parleurs (à installer dans les enceintes).

1° Un accumulateur cadmium-nickel présente une tension nominale de 1,2 V. En fin de charge, cette tension monte à 1,4 V... mais redescend très vite à 1,2 V dès le début de la décharge. A 90 % de la décharge, cette tension tombe à 1,1 V.
2° Du point de vue filtres de voies, réalisables par l'amateur, nous n'avons guère que les trois montages suivants à vous proposer ; ils ont été décrits dans le Haut-Parleur *n° 1637 (p. 148), dans le n° 379 de* Radio-Plans *(p. 100) et dans le n° 16 d'*Electronique Applications *(p. 95).*
Bien entendu, beaucoup d'autres réalisations de ce genre ont été proposées précédemment ; mais les numéros des revues concernées sont maintenant épuisés.

SILENCIEUX
VERS TDA 2630
TDA 2631
AMPLIFICATEUR DE SILENCIEUX
BISTABLE DE CONTROLE
CONTACTS A EFFLEUREMENT
AMPLIFICATEUR DE CONTACT
BASCULES
COMMUTATEUR DE BANDE
VERS TDA 2620
VERS SELECTEURS DE BANDE

RR – 05.01 : M. Benoît POYADE, 60 CREIL :
1° désire obtenir le plan du circuit imprimé correspondant au préamplificateur-compresseur microphonique décrit dans notre n° 1685 ;
2° nous fait part de diverses remarques au sujet des circuits intégrés japonais.

1° Nous sommes désolés, mais nous ne pouvons pas vous fournir le plan de câblage en circuit imprimé se rapportant au préamplificateur-compresseur décrit dans notre n° 1685, page 209.
En effet, la maquette de cet appareil a été réalisée par implantation des composants sur deux plaquettes perforées au pas de 2,54 mm (standard), l'une pour le préamplificateur-compresseur, l'autre pour le « bip ». L'implantation des composants respecte la disposition indiquée sur le schéma théorique, et les liaisons entre composants sont effectuées, soit par les fils des composants eux-mêmes, soit par l'adjonction de petits morceaux de fil de câblage isolé.
Concernant ce montage, n'oubliez pas de prendre connaissance des rectificatifs publiés dans nos numéros 1690 (p. 120) et 1694 (p. 67).
2° Comme vous le dites à juste titre, il doit certainement exister au Japon une sorte de Data Book se rapportant aux circuits intégrés (linéaires et digitaux) fabriqués dans le pays. Malheureusement, ce genre d'ouvrage n'est pas importé et nous n'avons pas connaissance de sa vente en France...
En outre, il n'y a pas que les circuits intégrés japonais ; il y a aussi ceux fabriqués en Corée, à Taïwan, à Singapour, etc... En résumé, le technicien européen est toujours plus ou moins « dans le cirage » lorsqu'il a affaire à des circuits intégrés en provenance d'Extrême-Orient.

RR – 05.02 : M. Jean AVERNAT, 83 TOULON :
1° désire prendre connaissance des caractéristiques de divers transistors ;
2° aimerait se procurer la notice technique se rapportant au récepteur de trafic AR-88 D qu'il voudrait remettre en état (le transformateur d'alimentation semblant être grillé).

1° Voici les caractéristiques maximales *des transistors suivants :*
2N 966 : *germanium PNP ; Pc = 150 mW ; Ft = 300 MHz ; Vcb = 12 V ; Vce = 7 V ; Veb = 1,2 V ; Ic = 100 mA ; h fe = 40 pour le = 10 mA et Vcb = 0,3 V.*
2 N 1309 : *germanium PNPN ; Pc = 150 mW ; Ft = 15 MHz ; Vcb = 30 V ; Veb = 25 V ; Ic = 300 mA ; h fe = 80 pour le = 10 mA et Vcb = 1 V.*
2N 3569 : silicium NPN ; Pc = 300 mW ; Ft = 60 MHz ; Vcb = 80 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 500 mA ; h fe = 100 pour le = 150 mA et Vcb = 1 V.
2N 3646 : *silicium NPN ; Pc = 200 mW ; Ft = 350 MHz ; Vcb = 40 V ; Vce = 15 V ; Veb = 5 V ; Ic = 200 mA ; h fe = 30 pour le = 30 mA et Vcb = 0,4 V.*
AD 132 : *germanium PNP ; Pc = 30 W ; Ic = 3 A ; Ib = 500 mA ; Vcb = 80 V ; Veb = 20 V ; Vce = 60 V ; h fe =30 à 100 pour le = œ A et Bcb = 1 V.*
2° Le récepteur AR-88 D est un appareil qui date de la guerre 39-45... Il est bien évident qu'il est absolument impossible de se procurer à l'heure présente le dossier technique se rapportant à ce récepteur. Néanmoins, s'il s'agit du transformateur d'alimentation de cet appareil, nous pouvons tout de même vous en communiquer les caractéristiques :
Primaire *secteur avec prises à 110, 125, 150, 210 et 240 V.*
Secondaires :
a) Chauffage filaments = 6,3 V
b) Chauffage redresseuse = 5 V
c) Haute tension = 2 × 345 V.

(suite page 104)

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

DETECTION EXTERIEURE

BARRIERE INFRAROUGE MODULEE

Portée de 10 à 60 mètres.
Boîtier étanche.
Monté sur 2 colonnes en métal.
Fixation sur sol plat.
Alimentation 12 V.

PRIX **1 820 F** port 45 F

Documentation complète c/16 F en timbres

DETECTEUR INFRAROUGE



PASSIF IR 782 (grande marque).
Portée 12 m.
13 zones à éléments doubles.

PRIX **798 F** port 25 F

COFFRES-FORTS A EMMURER :

agrée par les Compagnies d'assurance

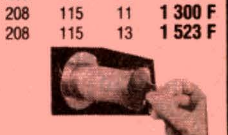
Série MS	hauteur	largeur	prof.	kg	PRIX
MS1	88	208	115	10	1 250 F
MS2	125	208	115	12	1 447 F
MS53	—	—	—	—	1 747 F

Dimensions intérieures mm

Série WS	hauteur	largeur	prof.	kg	PRIX
WS 1	88	208	115	7	1 099 F
WS 2	125	208	115	8	1 192 F
WS 3	203	208	115	11	1 300 F
XS 4	273	208	115	13	1 523 F

Dimensions intérieurs mm

PRESERVEZ VOS VALEURS



COFFRE-FORT A CARTOUCHE (à emmurer)

∅ 49 mm. Prof. 120 mm **1 200 F** Port 25 F

SELECTION DE NOS CENTRALES

CENTRALE série 400

6 BOUCLES de détection

- 1 boucle N/F instantanée
- 1 boucle N/F temporisée
- — Alimentation 220 V. Chargeur 1,5 A.
- — Réglage du temps d'entrée
- — Contrôle de boucle
- — Contrôle de charge
- 1 boucle N/F autoprotection
- 3 entrées N/O identiques ou entrée N/F
- — Mémorisation d'alarme
- — Simplicité d'installation
- — Sélection du fonctionnement de sirène

CENTRALE D'UNE EXCELLENTE CONCEPTION
Plus de 5 000 Centrales déjà installées depuis 2 ans.

PRIX **1 200 F** Port SNCF

CENTRALE T2

3 zones de DETECTION SELECTIONNABLE
ENTREE : zone A déclenchement immédiat.
MEMORISATION D'ALARME



Zone A déclenchement temporisé. Zone d'autoprotection permanente 24 h/24. 2 circuits d'analyses pour détecteurs inertiels sur chaque voie - Temporisation sortie/entrée. Durée d'alarme réglable. Alimentation entrée : 220 V. Sortie 12 V 1,5 amp. régulé en tension et en courant. Sortie alimentation pour détecteur infrarouge ou hyperfréquence. Sortie préalarme, sortie alarme auxiliaire pour transmetteur téléphonique ou éclairage des lieux. Dimensions : H 315 × L 225 × P 100 **1 900 F** port dû

CENTRALE T4

5 zones de détection sélectionnable : 3 zones immédiate, 1 zone temporisée. 1 zone d'autoprotection 24 h /24.
4 circuits analyseurs sur chaque voie, contrôle de zone et mémorisation.
H 430 × L 300 × 155 **2 700 F** port dû

CENTRALE D'ALARME 410

5 zones sélectionnables 2 par 2 sur la face avant, 2 zones de détection immédiate. 2 zones de détection temporisée. 1 zone d'autoprotection, chargeur 12 V 1,5 amp. Voyant de contrôle de boucle, mémorisation d'alarme et test sirène. Commande par serrure de sécurité cylindrique.
Dim. H 195 × L 180 × P 105. PRIX **2 250 F** port dû

DOCUMENTATION COMPLETE SUR TOUTE LA GAMME CONTRE 16 F en timbres
NOMBREUX MODELES EN STOCK DISPONIBLE

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection).

Non homologué. **Prix 1 250 F.** Quantité limitée.

TH 83 C. 4 N^os d'APPEL
BIP SONORE ou MESSAGE pré-enregistré sur cassette (option).
ALIMENTATION DE SECOURS INCORPOREE.
Homologué PTT (port 45 F) PRIX NOUS CONSULTER
Dossier complet contre 16 F en timbres

NOUVEAU STRATEL
4 numéros d'appel
2 voies d'entrées
Technique ou alarme effraction
Consommation en veille 1 mA
PRIX NOUS CONSULTER

CENTRALE BLX 06



UNE petite centrale pour appartement avec 3 entrées : normalement fermé :
- immédiat
- retardé
- autoprotection

Chargeur incorporé 500 m/A
Contrôle de charge
Contrôle de boucle
Dimensions 210 × 165 × 100 mm
Port 35 F

PRIX EXCEPTIONNEL JUSQU'AU 15 JUILLET **590 F**

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE
Autoprotégée en coffret métallique
12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL 210 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE
électronique autoalimentée et autoprotégée.
590 F
Port 25 F
1 accus pour sirène **160 F**

Nombreux modèles professionnels Nous consulter

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué



Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement.
Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.
Frais d'envoi 16 F
PRIX **270 F**

RADAR HYPERFREQUENCE

BANDE X
AE 15, portée 15 m.
Réglage d'intégration
Alimentation 12 V.
980 F frais de port 40 F

DETECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace. S'adapte sur toutes nos centrales d'alarme. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

1 290 F Frais d'envoi 40 F

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible.
S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule).
Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.

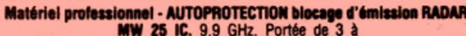
PRIX : nous consulter
Document. complète contre 10 F en timbres (Non homologué) Vente à l'exportation.

MICROS

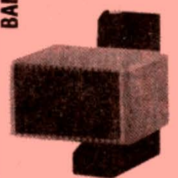
EMETTEURS : en champ libre
— Portée 50 à 150 m .... **980 F**
— Portée 5 km, réglable de 80 à 117 MHz .... **1 980 F**

DETECTEUR DE PRESENCE

BANDE X



Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR

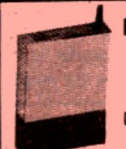


MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

RADAR HYPERFREQUENCE
MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.

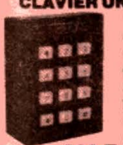
Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

MICRO EMETTEUR



depuis **450 F**
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

NOUVEAU MODELE CLAVIER UNIVERSEL KL 306



- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm

Port 30 F **360 F** ou nous consulter

CENTRALE BLX 03

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie réglable de 0 à 60''. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60''.
SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre.
Durée d'alarme 3', réarmement automatique
TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant demémoris. d'alarme

950 F Frais de port 35 F

RECEPTEUR MAGNETOPHONES



— **Enregistre** les communications en votre absence.
AUTONOMIE : 4 heures d'écoute.
— Fonctionne avec nos micro-émetteurs.
PRIX NOUS CONSULTER
Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD



Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

Prix : **950 F**
Frais de port 35 F

INTERRUPTEUR SANS FIL

portée 75 mètres
Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN
450 F Frais d'envoi 25 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

(suite de page 102)

RR – 05.04 : M. Alexandre VARENNE, 75015 PARIS, nous demande :
1° les caractéristiques et correspondances du transistor BDW 21 C ;
2° des précisions concernant le dip-mètre décrit dans notre n° 1650 ;
3° des conseils pour diverses modifications à apporter à un transceiver C.B.

1° Voici les caractéristiques maximales *du transistor BDW 21 C : Silicium NPN ; Pc = 90 W ; Ic = 10 A ; Ib = 5 A ; Vcb = 100 V ; Veb = 5 V ; Vce = 100 V ; h fe = 15 à 150 pour Ic = 4 A et Vcb = 4 V.*
Correspondances : BD 245 C, BDW 51 C.
2° Concernant le montage de dip-mètre décrit dans notre n° 1650, page 216, figure 1, les deux résistances de drain des FET ont pour valeur 47 kΩ (et non pas 47 Ω).
Quant à l'oscillateur proprement dit, équipé des deux FET, il s'agit d'un montage symétrique tout à fait classique, et c'est ce qui explique le « croisement » des portes G par rapport aux drains D des deux transistors pour l'entretien des oscillations.
3° Nous avons eu l'occasion de l'écrire à maintes reprises dans cette rubrique, un appareil (quel qu'il soit) réalisé sur plaquette en circuits imprimés n'est pratiquement pas transformable ; votre émetteur-récepteur CB ne fait certainement pas exception à cette règle ! Votre idée de modification est donc à rejeter, hélas...

RR – 05.05 : M. Maurice BESSON, 57 FORBACH nous entretient de montages BF :
1° réalisation d'une table de mixage ;
2° conception d'un correcteur de fréquences pouvant se monter entre les sorties d'un amplificateur et les haut-parleurs.

1° Plutôt que de remonter à un ancien montage publié dans notre n° 1535, nous vous suggérons de préférence la construction d'un appareil décrit plus récemment, à savoir le pupitre de mixage à 6 entrées dont la description a fait l'objet d'articles publiés dans les numéros suivants de notre revue : 1635 (p. 99), 1636 (p. 149), 1637 (p. 179) et 1638 (p. 323).
2° Nous sommes désolés, mais un correcteur de fréquence ne peut absolument pas s'intercaler entre les sorties d'un amplificateur et les enceintes ; il n'a aucune possibilité valable d'intervenir sur la réponse en fréquence à ce niveau.
Effectivement, un égaliseur peut très bien être utilisé en correcteur de graves, médium, aigus ; c'est même là son rôle essentiel ! Néanmoins, un égaliseur (ou tout autre dispositif correcteur de fréquence) s'intercale entre la sortie des étages préamplificateurs et l'entrée des étages amplificateurs proprement dits. A défaut du schéma de votre appareil, nous ne pouvons malheureusement pas être plus précis.

RR – 05. 06 : M. Patrick GODDE, 15 AURILLAC :
1° nous demande le schéma d'une minuterie « 10 secondes » ;
2° se propose de réaliser un émetteur 400 canaux.

1° Concernant la minuterie électronique (10 secondes environ), nous vous suggérons de vous reporter au montage décrit dans le n° 26 d'Electronique Pratique, *à partir de la page 147. Ce temporisateur est prévu pour le contrôle d'un agrandisseur ; mais il va de soi qu'il peut être réalisé pour la commande de* n'importe *quel autre appareil.*
D'autre part, l'alimentation prévue est du type secteur. Pour l'alimentation à partir d'une tension de 12 V continus, il suffit évidemment de supprimer le transformateur et les deux diodes redresseuses, la tension de 12 V continus étaient alors connectée aux bornes du condensateur C_1.
Enfin, si le seul temps de 10 secondes vous est nécessaire, la minuterie peut être réglée une fois pour toutes pour cette période de temps.
2° Si nous comprenons bien le sens de votre lettre, l'émetteur 400 canaux que vous envisagez de construire serait destiné à être exploité dans la bande CB 28 MHz. Or, vous devez savoir qu'un tel nombre de canaux est illégal : par voie de conséquence, il est bien évident que nous ne disposons pas de tels schémas !
Par ailleurs, même pour un montage conforme aux normes de la législation actuelle, les émetteur CB doivent être homologués par les P.T.T. (les bricolages d'amateurs sont donc à exclure).
Vous nous dites vouloir devenir « radio-amateur »... Cela n'a absolument rien de commun avec le cibiste ! Si vraiment le radio-amateurisme vous tente, nous vous conseillons alors l'ouvrage L'Emission et la Réception d'Amateur *11e édition (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).*

RR – 05.08 : M. Bruno Girardet, 71 MACON :
1° nous demande notre avis sur un projet qu'il envisage d'appliquer à un chargeur d'accus pour lui permettre d'en ajuster l'intensité de charge ;
2° désire connaître les correspondances de différents transistors ;
3° Pour le préamplificateur d'antenne décrit dans l'ouvrage « Dépannage des Téléviseurs », comment sont réalisées les bobines d'arrêt ?

1° Sur votre chargeur de batterie, si vous désirez pouvoir ajuster l'intensité de charge, il est beaucoup plus simple d'agir sur le primaire du transformateur (secteur) par l'intermédiaire d'un gradateur ou d'un variateur, plutôt que d'opérer sur les basses tensions du secondaire.
Nous avons déjà décrit de très nombreux montages de variateurs dans nos différentes publications auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter :
Haut-Parleur, *numéros 1645 (p. 140) et 1659 (p. 57).*
Radio-Plans, *numéros 413 (p. 66) et 414 (p. 59).*
Electronique Pratique, *n° 61 (p. 110).*
2° Correspondances des transistors :
SFT 319 : *AF 126, AF 200, AF 124.*
SFT 320 : *comme SFT 319.*
SFT 321 : *AC 128, AC 153, AC 188, AC 193.*
SFT 322 : *comme SFT 321.*
SFT 353 : *AC 122, AC 125, AC 126, AC 151, AC 192.*
SFT 584 : *ne figure pas dans nos documentations.*
SA 203 : *comme SFT 319.*
SB 185 : *comme SFT 353.*
B 22 : *comme SFT 321.*
3° Dans l'ouvrage Dépannage des Téléviseurs, *page 244, les bobines d'arrêt L1 et L4 du préamplificateur d'antenne sont constituées par 20 à 30 tours jointifs de fil de cuivre émaillé de 2/10 de mm enroulés sur un bâtonnet de ferrite de 1,5 mm de diamètre servant de support.*

RR – 05.13 : M. Alfred CHAPUIS, 54 NANCY, recherche des schémas :
1° de dispositifs de « poursuite solaire » ;
2° de montages de microphones-émetteurs FM.

*1° Vous pourriez prendre connaissance de la description de deux montages de systèmes de poursuite solaire, l'un dans le n° 20 d'*Electronique Pratique *(p. 151 et suivantes), l'autre dans le n° 411 de* Radio-Plans *(p. 75 et suivantes).*
2° Nos diverses publications ont déjà décrit plusieurs montages de microphones-émetteurs FM, descriptions auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter. Vous pourriez, par exemple, consulter :
Haut-Parleur, *nos 1420 (p. 29), 1433 (p. 297), 1457 (p. 76), 1478 (p. 290), 1630 (p. 263), 1677 (p. 177) et 1710 (p. 95).*
Radio-Plans, *nos 402 (p. 37) et 410 (p. 27).*
Electronique Pratique, *nos 48 (p. 76) et 67 (p. 57).*

RADIOTEXTE

NOUVEAUTES PETITES ET GRANDES SUR GRANDES ET PETITES ONDES

Le radiotexte, c'est facile, ce n'est pas cher et cela peut créer des emplois

L'exemple précédent a déjà montré qu'on peut transmettre, avec un émetteur à modulation d'amplitude, autre chose que cette modulation d'amplitude. Pour cela, on opère simultanément une modulation de phase, en ayant soin de n'y faire intervenir que des fréquences pour lesquelles l'oreille humaine est relativement peu sensible, c'est-à-dire des fréquences supérieures à 4 000 Hz ou inférieures à 100 Hz.

La transmission de signaux digitaux en modulation de phase, sur une bande passante de quelques dizaines de hertz, a été expérimentée par plusieurs émetteurs européens de radiodiffusion, notamment pour des signaux horaires et de date. On sait ainsi que ce procédé est très peu sensible aux perturbations, si bien qu'il permet une portée digitale qui est supérieure à la portée radiophonique normale.

Nous sommes tous des malentendants

Le radiotexte, c'est un récepteur de radio avec un petit panneau d'affichage de lettres à côté du haut-parleur. Voici une application parmi mille :

Il arrive que la radio vous transmette, d'une île lointaine, la voix chevrotante d'un vieux monsieur qui parle avec un accent pittoresque, sur fond sonore typique, le tout étant accompagné d'un bruit râpeux de transmission. Et voyez-vous, avec le radiotexte, vous auriez pu comprendre, en suivant l'émission non seulement à l'oreille, mais aussi en regardant l'écran d'affichage qui résume ce qui est raconté.

Bien entendu, cela s'applique aussi aux effets acoustiques de l'environnement domestique et familial, tels que le gros camion qui monte la rue, l'eau de la vaisselle qui coule, les enfants qui se disputent le dernier morceau de gâteau. Sans parler de ceux qui, malheureusement, n'ont point besoin de tout cela pour être malentendants.

Une variante pourrait s'appliquer aux débats, notamment politiques, à la radio, et où on ne comprend souvent rien du fait qu'il y en a au moins deux qui parlent à la fois. Là, on peut faire en sorte que l'un à la parole et l'autre l'écriture, par le truchement d'une machine à écrire, plus dactylographe. Ainsi, il commente par des mots plus ou moins intelligemment choisis les paroles de son adversaire.

Lors des jeux radiophoniques, le mot à deviner est affiché, en radiotexte, visible seulement aux auditeurs qui se croiront ainsi plus forts, suivront donc plus volontiers l'émission, et surtout, car c'est là que cela devient important, la publicité qui en fait partie. Car c'est bien par la publicité qu'un futur service de radiotexte pourra être financé. En effet, une publicité dont on peut détourner ses yeux est beaucoup mieux supportée qu'une publicité à laquelle on ne peut fermer les oreilles.

Des sous-titres pour la radio

Le radiotexte peut aussi accompagner la musique, ne serait-ce que pour vous faire savoir ce qu'on joue, qui joue sur quoi, de qui c'est et où on trouve le disque. Ou encore, ce fameux commentaire sur la grande sensibilité que le

DERNIERE HEURE

De nos jours, le progrès se fait parfois plus vite qu'on arrive à le publier. Ainsi, les expériences dont il a été question ci-dessus ont maintenant progressé à un point tel qu'on peut relever le voile et dire que c'est sur la fréquence de 185 kHz, c'est-à-dire sur l'émetteur d'Europe 1, qu'elles ont été faites. L'auteur de cet article a participé à la réalisation de l'équipement d'émission et à l'élaboration des circuits de réception. Il remercie la direction de l'émetteur de la confiance qu'elle lui avait accordée, et les techniciens, du climat de travail très agréable qu'il avait trouvé à Sarrebruck et sous les antennes du Felsberg.

Dire qu'Europe 1 est en avance sur son temps, puisque le radio-texte n'existe pas, cela n'est pas exact. En effet, on a vu que toutes sortes d'applications autres que « grand public » sont possibles. Ainsi, Europe 1 peut assurer, pour toutes les régions de langue française ou flamande, ainsi que pour une partie des contrées où on parle l'allemand, des prestations de service consistant dans la transmission de données à 125 bits/seconde. Ce service de messages digitaux radiodiffusés pourra s'adresser indifféremment à des usagers privés ou publics.

grand compositeur exprime dans cette grande œuvre, souvent fastidieux à entendre, mais qui peut mieux passer quand il est diffusé par écrit.

Il est bien entendu que le radiotexte fera sienne cette plus grande trouvaille de la radio qui est son plus important avantage : le bouton avec lequel on peut couper.

Dans ces conditions, le radiotexte peut également être utilisé pour diffuser les programmes de la radio, le titre des films à la télévision ou en ville, et toutes sortes de renseignements sur les courses de chevaux, les supermarchés, la circulation en ville ou sur autoroute, la météo, l'heure exacte, les résultats sportifs ou du loto, les événements culturels, les enneigements et les inondations, les mariages de princesses et autres rencontres au sommet, les faits divers et politiques, la propagande électorale, sans oublier que cela permet d'enregistrer, sur imprimante, par exemple les cours de la bourse, la météo marine ou les recettes de cuisine.

Ce radiotexte à imprimante n'est d'ailleurs rien d'autre que l'idée du radio-journal, vieille de plus de quarante ans. On avait imaginé cela notamment pour les fermes isolées d'Australie ou du Far West, situées loin de tout kiosque à journaux.

Un texte aussi rapide que la parole

Mais si c'est vieux de plus de 40 ans, pourquoi cela n'existe-t-il pas encore ? Il y a, à cela, des raisons à la fois économiques, techniques et de stratégie commerciale.

Les raisons économiques, c'est très simple. Au départ, une pénurie manifeste de fermes isolées (plus on essaie d'en créer, moins il y en a !). Sans parler du prix et de l'entretien d'une imprimante. Mais depuis, on fabrique des panneaux d'affichage à cristaux liquides, et aussi des mémoires qui permettent à l'utilisateur, comme on le verra plus loin, de disposer à tout instant du dernier bulletin météo, des plus récents résultats sportifs,...

Une autre raison de ne pas investir dans le radiotexte, c'était le débit digital relativement faible des premiers systèmes, 25 à 30 bits/s. Du fait de certains perfectionnements techniques dont il sera question plus loin, on en est actuellement à 100 ou 150 bits/s. Certes, cela peut paraître dérisoire devant des dizaines de mégabits dont on parle négligemment aujourd'hui. Mais c'est néanmoins un débit identique à celui d'un présentateur à la radio. C'est-à-dire qu'avec le radiotexte, la radio double sa capacité de transmission d'informations.

Comme on n'a probablement pas besoin de tout cela pour les sous-titres dont il était question plus haut, il reste de larges possibilités, par exemple pour la télécommande de l'arrosage de cultures, en fonction de prévisions météorologiques locales. Ou transmission d'informations (hors antenne et néanmoins par l'antenne) destinées à une équipe de reportage.

Ne pas ébruiter les possibilités de bruit

Plus le débit digital d'un système radiotexte est élevé, plus une perturbation de la voie audio est à craindre. Les premières expériences qu'on a faites, à ce sujet, notamment en Grande-Bretagne, consistaient à faire fonctionner, tard dans la nuit, un émetteur en dehors de son programme habituel. Pour l'observation, on avait engagé des non-techniciens, et on les avait avertis qu'il pourrait y avoir un bruit lors d'un léger désaccord.

Résultat : une grande quantité d'informations du genre : « Il me semble bien, effectivement, avoir entendu quelque chose comme un petit bruit, très faible d'ailleurs... » Et bien entendu, dans un cas sur deux, ce petit bruit avait eu lieu lorsque l'émetteur n'était pas modulé en phase.

D'où la nouvelle méthode qui consiste à moduler sans rien dire à personne. Un exemple récent est celui des expériences Radio-Data en RFA. Il s'agit d'un système semblable au Radiotexte, mais en modulation de fréquence (88 à 105 MHz) et procédant par sous-porteuse. Là, les utilisateurs se sont plaints, et l'expérience a été arrêtée.

Or, personne ne s'est plaint pendant les longs mois d'expériences de radiotexte qui ont eu lieu en 1984. Pour éviter toute annonce fantaisiste de petits bruits, il convient donc de taire encore les noms des courageux auteurs de ces expériences.

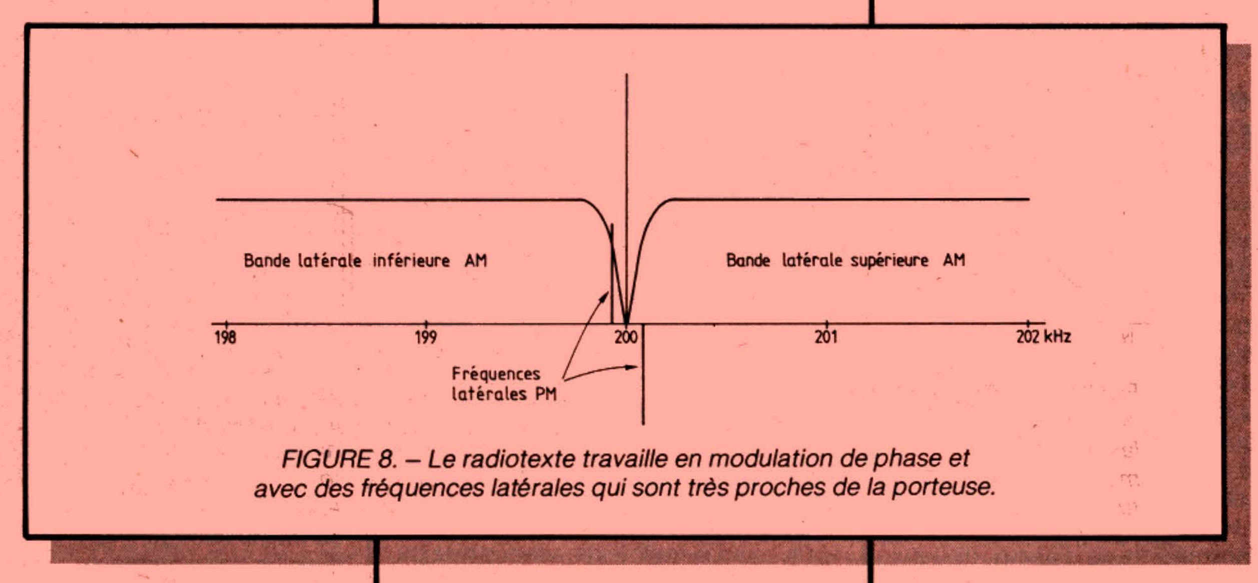


FIGURE 8. – Le radiotexte travaille en modulation de phase et avec des fréquences latérales qui sont très proches de la porteuse.

La figure 8 rappelle que le système travaille avec des fréquences latérales très proches de la porteuse (30 à 100 Hz), et que ces fréquences latérales apparaissent, à un démodulateur d'amplitude, comme se trouvant en opposition de phase. Lors d'un accord exact sur le sommet de la courbe de résonance du récepteur, comme dans la figure 9, il y a ainsi compensation parfaite de l'effet de la modulation de phase (PM).

D'une façon quelque peu simplifiée, la figure 10 montre qu'il en est autrement en cas de désaccord. Un signal PM d'amplitude A donne alors lieu à un signal AM différentiel d'amplitude D. La relation entre A et D n'apparaît pas sur ce dessin. Elle est faible, si bien qu'une augmentation de l'excursion en phase augmente la perturbation de la voie AM bien moins qu'une augmentation de la fréquence avec laquelle la phase se trouve modulée.

La perturbation ne peut être perçue, comme on l'a vu, qu'en cas de désaccord relativement important. Or, même en absence de modulation de phase, un tel désaccord fait naître, dans tout récepteur, un « petit bruit » qui se trouvera, suivant le type d'appareil, les conditions de réception, la puissance de l'émetteur, par exemple à – 60 dB, à – 50 dB ou à – 40 dB du niveau normal.

Si on ajoute à ce bruit un son continu, c'est-à-dire une note soutenue, cela s'entend parfaitement, même si le niveau du son est inférieur à celui du bruit. Par contre, si on ajoute à un premier bruit un second, semblable, on constatera, à la mesure, que les bruits de désaccord indiqués plus haut passeront de – 60 à – 57 dB, ou de – 50 à – 48 dB, ou encore de – 40 à – 39 dB.

Bien entendu, l'oreille ne s'aperçoit pas de pareilles différences de bruit de désaccord. Elle s'en rend compte, tout au plus, en cas de trains cadencés de modulation, où, par exemple, des demi-secondes avec signaux digitaux alternent avec des demi-secondes de repos. De tels signaux cadencés sont parfois utilisés dans les tests, mais ne sont pas prévus pour l'exploitation.

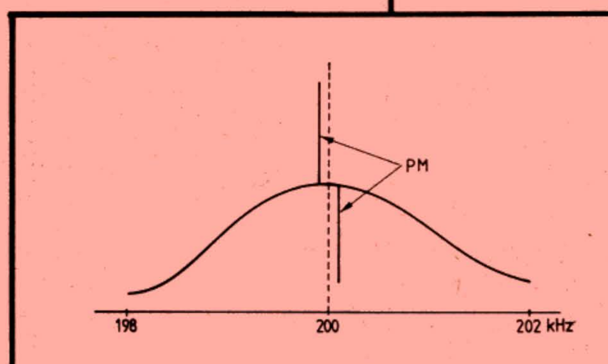


FIGURE 9. – En cas d'accord exact, les deux fréquences latérales de la modulation de phase se compensent exactement dans le démodulateur d'amplitude.

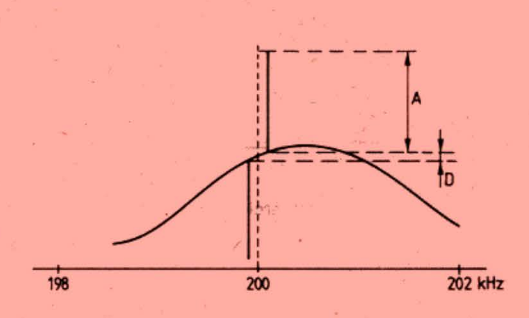


FIGURE 10. – La modulation de phase peut donner lieu, dans le démodulateur d'amplitude, à un faible signal différentiel, quand on s'accorde sur un flanc de la courbe de résonance.

Le secret est dans le code

Le principe fondamental qu'on utilise le plus souvent en matière de télécommunications est semblable au principe de l'automobiliste : l'essentiel, c'est que ce soit moi qui passe. C'est-à-dire que du moment qu'on reste sur la route, ou à l'intérieur d'une certaine bande passante (et encore...), on a le droit de faire ce qu'on veut, tant pis pour ceux qui empruntent la même voie.

C'est ainsi qu'on a abouti, par exemple, au code biphase qu'illustre la figure 11. Ce code est utilisé, actuellement, pour les transmissions de modulation de phase de la BBC, sur 200 kHz. Sa structure est suffisamment régulière pour que l'oreille puisse facilement le distinguer d'un bruit de désaccord, à moins de travailler avec un angle de phase réduit, ce qui signifie portée réduite, et avec une fréquence de modulation basse, ce qui signifie débit faible.

A portée au moins égale, on arrive à un débit au moins cinq fois plus grand avec un code comme celui de la figure 12, nettement moins régulier que le précédent, donc plus proche du bruit, et qui exprime aussi des informations par la durée de ses silences.

C'est un peu plus difficile à décoder. Mais comme on dispose de toute façon d'un microprocesseur pour traiter et afficher ce qu'on reçoit, ce n'est guère plus cher. Surtout si on considère que tout microprocesseur bien constitué s'ennuie profondément quand on lui demande de traiter seulement 100 ou 150 bits/s.

Un simulateur de modulation de phase permet de passer progressivement, par la manœuvre de clés, du code de la figure 11 à celui de la figure 12, ou à un code semblable. Le résultat, sur le bruit de désaccord qu'on perçoit, est assez spectaculaire. Et rien d'audible ne passe, de toute façon, à l'accord exact.

Toutes sortes de récepteurs

Ce dont il a été question jusqu'ici, c'est du type le plus simple de récepteur radiotexte, celui qui travaille exclusivement en temps réel, c'est-à-dire

qu'il affiche le texte que l'émetteur diffuse à l'instant même.

Le récepteur à mémoire de texte n'est pas, pour autant, nécessairement un appareil de luxe. Un radio-réveil, par exemple, peut n'afficher que l'heure exacte (synchronisée par radiotexte) et la météo locale. Eventuellement, un voyant rouge pour la grève des transports et une commande rappelant les informations routières et/ou générales que le récepteur aura mémorisées au petit matin.

Pour qu'une telle mémorisation soit possible, l'émetteur fait précéder chaque message d'une adresse qui en spécifie le genre (sport, circulation, météo, faits divers, etc.). Cela permet donc, d'une façon générale, de sensibiliser, par une commande correspondante, la mémoire d'un récepteur à un certain type d'informations, et on en appelle le contenu en temps voulu.

En catégorie de luxe, il pourra y avoir le récepteur qui mémorise tout, pendant un certain nombre d'heures. L'utilisateur peut ensuite appeler telle ou telle catégorie de nouvelles. On peut également imaginer un récepteur double qui permet de lire le radiotexte d'une station tout en écoutant une autre, voire le récepteur triple qui permet aussi la mémorisation du radiotexte d'une troisième station.

Mais ce sera peut-être le récepteur muet (uniquement radiotexte) qui sera le premier à entrer en service. Cela peut servir pour des télécommandes qui sont fonction de prévisions météorologiques (arrosage des champs, chauffage à accumulation) ou de la circulation urbaine. Dans ce dernier cas, la synthèse de la parole permet à l'automobiliste d'entendre un message radiotexte, avec possibilités de mémorisation et de répétition. On a également proposé la commande directe des feux de circulation d'une ville, en fonction de densités directionnelles ou d'évacuations prioritaires.

Ces applications du récepteur muet risquent, cependant, d'être précédées par les panneaux publicitaires, ces panneaux que vous voyez dans la rue, dans les salles d'attente, dans les centres commerciaux. Certains donnent l'heure à peu près exacte, d'autres ont un plan de la ville sur la seule de leurs faces qui vous intéresse, d'autres donnent des nouvelles culturelles qui ne correspondent pas toujours à ce qui vous préoccupe quand vous passez devant.

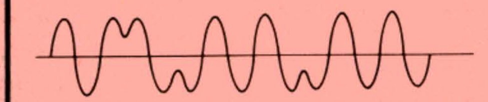


FIGURE 11. – La modulation biphase donne lieu à des signaux de forme régulière et que l'oreille discerne facilement dans le bruit dont une réception désaccordée est affectée.

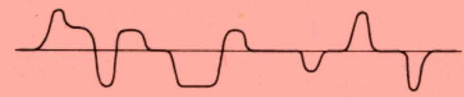


FIGURE 12. – Quand l'allure du signal de modulation de phase ressemble à celle d'un bruit, l'oreille ne distingue rien, même si le récepteur est désaccordé.

Le piéton moyen est surtout une personne qui se trouve coupée de ses sources habituelles d'informations. Ainsi, ses pensées évoluent essentiellement entre deux pôles : ai-je bien fait de sortir sans parapluie ? Comment va le monde ?

Donc, si ces panneaux de publicité sont susceptibles de vous donner quelques mots sur la météo, sur le match de votre équipe préférée, sur l'état de santé de la vedette que vous adorez, alors vous les regarderez, même si ces messages sont eux-mêmes farcis de publicité.

Ainsi, cette publicité pourra, par panneaux interposés, financer le rodage du radiotexte. En effet, si jamais il faut alors changer de code ou d'angle de phase, il sera relativement facile de remplacer décodeur ou récepteur dans ces panneaux. C'est seulement après ce rodage que des récepteurs radiotexte du type grand public seront disponibles.

Sauf, bien entendu, pour les lecteurs du *Haut-Parleur*, lequel sera certainement le premier, si jamais le radiotexte se fait à l'initiative de l'Europe occidentale, à publier schémas, plans et programmes de décodage à l'intention de ses lecteurs. Ces derniers pourront alors vérifier si le radiotexte est effectivement facile et peu coûteux.

Airbus, Ariane, Antiope Aéro-Train, Avion renifleur

De plus, le radiotexte peut créer des emplois, avec peu d'investissements. Pourtant, il est probable que 99,98 % de nos lecteurs n'en ont jamais entendu parler avant 1985.

Par contre, Airbus, Ariane, Antiope, Aéro-Train et Avion renifleur, cela leur dit quelque chose, et ils sont probablement outrés de voir assemblés, sous le prétexte d'une même initiale, des exploits qui vont de la réussite commerciale exemplaire jusqu'à l'escroquerie pure et simple.

Pourtant, ces cinq exploits ont aussi en commun un coût de départ très élevé, et c'est justement à cause de ce prix très fort que la décision à leur sujet a pu être prise, au plus haut niveau. Le radiotexte coûte, hélas, beaucoup moins cher que l'Avion renifleur. L'étude de faisabilité est pratiquement terminée. Il faut encore roder, fabriquer, et prévoir un assez grand morceau pour rémunération et déplacements de tous ceux qui iront discuter normes dans le cadre européen, voire international.

On peut avoir l'impression que, pour l'industrie, le passage de la radio vers le radiotexte n'est guère plus difficile que le passage de la radio vers le récepteur radiocassette. Pourtant, dans ce dernier cas, il y a la vente de cassettes à la clé, alors que le radiotexte demande, du point de vue des normes, une intervention de l'Etat, voire d'états. Et comme le Radiotexte n'est pas très cher pour le contribuable, les délibérations à son sujet devront se passer à un niveau où la responsabilité est diluée à un point tel qu'il faut énormément de monde pour prendre une décision. Tellement de monde qu'aucune décision ne pourra être prise, étant donné qu'il y aura toujours au moins un de ces Hauts Responsables qui sera en vacances.

En attendant qu'il revienne, vous auriez le temps d'aller voir ce qui se passe en Extrême-Orient, en matière de radiotexte. En fait, inutile de se déplacer, pour cela. Il suffit d'accorder, un soir, un récepteur à démodulation de phase sur 179 kHz. Vous n'en avez pas ? Et les Hauts Responsables non plus ? Dommage.

H. SCHREIBER



GARANTIE JUSQU'A 3 ANS

avec P.N.S. International : protégez-vous à des prix vraiment professionnels

Magasin ouvert tous les jours sauf dimanche

Remise supplémentaire aux PROFESSIONNELS et commande groupée

Tél. (1) 822 24 50 (4 lignes groupées)

POUR OBTENIR CES PRIX PROMOTIONNELS faites vous reconnaître comme TECHNICIENS, LECTEURS DU HAUT-PARLEUR

STOP AGRESSION

MATRAQUES DE DEFENSE (avec dragone)

1° TELESCOPIQUE métallique, repliée 16 cm, dépliée 40 cm .... 190 F
2° NERF de BŒUF .... 130 F

BOMBE à gaz neutralisant. Grand modèle. .... Promotion 70 F

Ces parapluies (réels) se transforment, en dégainant, en

CANNE EPEE .... 1 030 F



PARAPLUIE FUSIL .... 2 490 F
PARAPLUIE EPEE .... 1 330 F
CANNE FUSIL .... 1 780 F

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE A MICRO-PROCESSEUR (agréé PTT)

Programmation simplifiée par roues codeuses, coffret auto-protégé, préfixe 16, deux numéros d'appel. Adaptable sur toutes centrales. (Compte tenu de la législation en vigueur nous ne commercialisons pas les appareils non homologués par les PTT.)

TRANSMETTEUR MESSAGE PARLE. DEUX NUMEROS.

PRIX PROMOTIONNEL

3 750 F — 30 % = **2 625 F**

ULTRASCAP contre... LES RATS

RESTAURATEUR - COOPERATIVES SUPERMARCHES - EPICERIES - etc.

PROTEGEZ vos denrées alimentaires contre les rongeurs.

APPAREIL A ULTRASONS efficace jusqu'à 100 m en champ libre. Eloigne les rongeurs des zones de stockage.

1 250F — 28 % = **899 F**

LA SIRENE PARLANTE

Sirène électronqiue 12 V.
Branchement sur tous systèmes d'alarme.
PLUS DISSUASIVE que sirène traditionnelle.
SUPER PUISSANTE.

Photo non contractuelle.

— 30 %

1 350 F

Nouveau modèle avec cassette incorporée permettant un enregistrement personnalisé de 20 secondes + 203 F.

SIRENE ELECTROMECANIQUE



d'intérieur (108 dB)

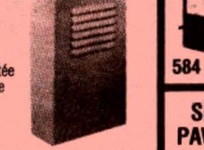
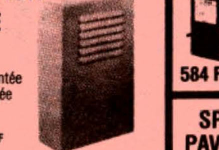
80 F — 28 % = **57,60 F**

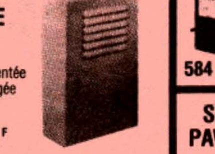
SIRENE ELECTRONIQUE

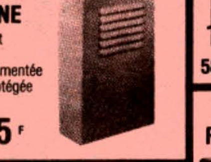


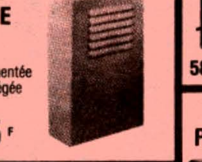




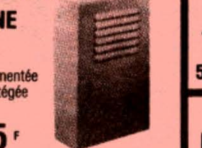





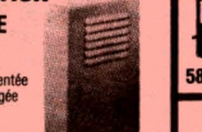
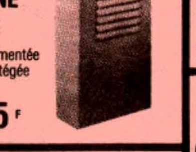


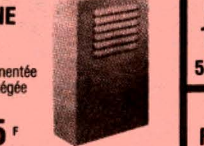


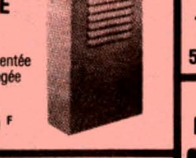
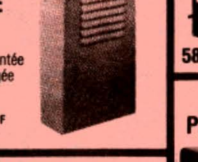
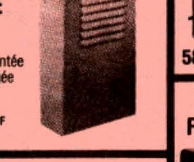
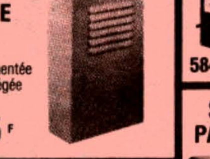


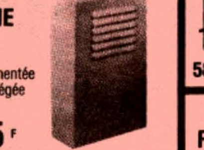
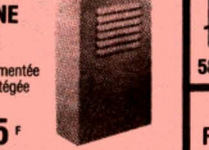






















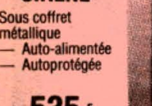






















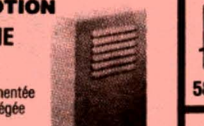
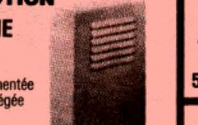
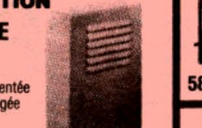
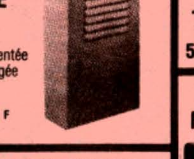


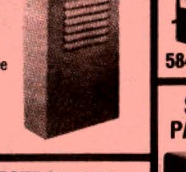
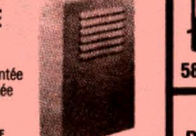
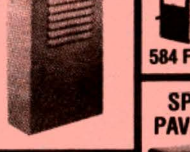








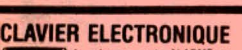



110 dB

235 F — 30 % = **164,50 F**

PROMOTION SIRENE

Sous coffret métallique
— Auto-alimentée
— Autoprotégée

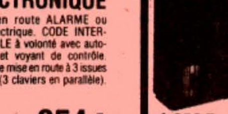







535 F

CLAVIER ELECTRONIQUE

de mise en route ALARME ou GACHE électrique. CODE INTER-CHANGEABLE à volonté avec auto-protection et voyant de contrôle. Possibilité de mise en route à 3 issues différentes (3 claviers en parallèle).

590 F — 40 % = **354 F**



CATALOGUE 25 F remboursable au 1er ACHAT

CREDIT CETELEM SUR DEMANDE DE 4 à 36 MOIS

FACILITES « Maison » à partir de 1 800 F

CARTE BLEUE ACCEPTEE

Chers clients ATTENTION !

Nos prix promotionnels sont valables un mois à dater de la parution de cette revue et risquent de ne pas être tous reconduits.

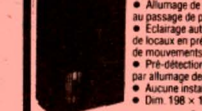
BARRIERE INFRAROUGE




de 0 à 3 m
Existe en 5 m

584 F — 20 % = **467,20 F**

SPECIAL VITRINE et PAVILLON RADAR G



- Appareil étonnant aux nombreuses applications.
- Allumage de vitrines au passage de piétons.
- Eclairage automatique de locaux en présence de mouvements.
- Pré-détection d'intrusion par allumage des lumières.
- Aucune installation.
- Dim. 198 × 127 × 66 mm

1 350 F — 22 % = **1050 F**

RM15 RADAR

HYPER FREQUENCE




Portée 15 m couverture 130 m², cavité orientable de 120°, autoprotégé à l'ouverture et à l'arrachement. Nouvelle technologie miniaturisée, réglage simplifié.

PROMOTION EXCEPTIONNELLE

1 630 F — 25 % = **1 150 F**

DETECTEUR PASSIF INFRAROUGE IR 19

Matériel français, garanti 2 ans, monté sur rotule, 19 zones de protection sur 3 plans, double détection différentielle, 110° d'angle de protection. Consommation 8 mA, deux fois moins que les IR traditionnels. Immunisé aux fréquences radio. Portée 15 m. Signal de test LED autoprotégé.

PROMOTION EXCEPTIONNELLE

1 050 F — 24 % = **795 F**

CENTRALE PNS 08 TITAN

8 ZONES SELECTIONNABLES sur face avant, avec MEMOIRES D'ALARMES et CLES ELECTRONIQUES incorporés

Centrale qui permet de sélectionner 8 zones de détection, chacune dispose d'une mémoire permettant ainsi la localisation précise d'une zone en alarme.

La clé électronique, non reproductible, offre une sécurité accrue des installations 21 voyants contrôlent en permanence votre installation. Chargeur 3 A/h.

Logement pour batterie jusqu'à 24 A/h (autonomie accrue).

GARANTIE 3 ANS

5 900 F — 20 % = **4 700 F**

VOTRE PORTE BLINDEE EN KIT

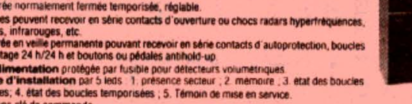
(uniquement en magasin)

depuis **1865 F**

BLINDAGE A VOS MESURES .... 540 F
UNE SERRURE A 3 POINTS DE FERMETURE .... 1 325 F
(option pour serrure à 5 POINTS : 355 F)
UN JEU DE CORNIERES ANTIPINCE ...... 240 F



CENTRALE D'ALARME PNS 01 B à mémorisation d'alarme



Circuit d'alarme complet « PNS 01 B » (appartements, pavillons, magasins, etc.).

Chargeur pour batterie

Entrée 220 V ca protégé par fusible avec borne de mise à la terre.

Sortie 11 à 15 Vcc réglable par potentiomètre. Protégé électroniquement contre les courts-circuits. Tension continue filtrée et régulée. Fusible de protection contre inversion de polarité de la batterie.

Circuits d'entrées protégés contre les erreurs de câblage et parasites sur les lignes.
— 1 entrée normalement fermée immédiate
— 1 entrée normalement fermée temporisée, réglable.

Ces entrées peuvent recevoir en série contacts d'ouverture ou chocs radars hyperfréquences, ultra-sons, infrarouges, etc.
— 1 entrée en veille permanente pouvant recevoir en série contacts d'autoprotection, boucles anti-sabotage 24 h/24 h et boutons ou pédales antihold-up.

Sortie alimentation protégée par fusible pour détecteurs volumétriques.

Contrôle d'installation par 5 leds : 1. présence secteur ; 2. mémoire ; 3. état des boucles immédiates; 4. état des boucles temporisées ; 5. Témoin de mise en service.

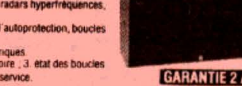
fournie sans clé de commande.

GARANTIE 2 ANS

CENTRALE COMPLETE avec boîtier 995 F — 25 % = 746,25 F

CENTRALE PNS 02 « Résidence » idéale pour pavillon

CENTRALE D'ALARME A 4 CIRCUITS : IMMEDIAT + TEMPORISE + AUTO-PROTECTION + SORTIE N/O



pour protection par 1 ou plusieurs volumétriques en plus ou en remplacement des contacts.

Armoire autoprotégée, contact à 3 positions.

Contrôle d'installation au moyen de 5 leds (présence secteur, mise en service, état des boucles immédiate et temporisée, contrôle batterie).

Chargeur pour batterie au plomb, plus puissant que celui de la Centrale PNS 01 (batterie conseillée 12 V 6 Ah).

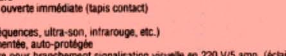
Entrée 220 V protégée par fusible.

Sortie 11 à 15 Vcc protégée contre les courts circuits et inversion de polarité.
— 1 entrée normalement fermée immédiate
— 1 entrée normalement fermée retardée
— 1 entrée normalement fermée pour bouton panique, pédale d'alarme auto-protection 24 h /24 et capot sirène extérieure
— 1 entrée normalement ouverte immédiate (tapis contact)
— Sortie sirène 12 V
— Sortie radars (hyperfréquences, ultra-son, infrarouge, etc.)
— Sortie sirène auto-alimentée, auto-protégée
— Sortie contact auxiliaire pour branchement signalisation visuelle en 220 V/5 amp. (éclairage extérieur et intérieur pendant la durée de l'alarme).

GARANTIE 3 ANS

2 200 F — 30 % = **1540 F**

RADAR AUTONOME CR 15 E avec CENTRALE D'ALARME 4 zones



PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU DETECTEUR CR 15 E. Son radar Doppler hyperfréquence émet des ondes radioélectiques qui se propagent dans la zone à protéger même à travers du bois, du tissu, ou des cloisons légères. Si un mouvement se produit, les ondes réfléchies sont captées par le radar qui analyse d'abord l'importance du mouvement et sa vitesse avant de déclencher l'alarme.

Le radar Doppler hyperfréquence qui équipe le **CR 15 E**, par sa faculté de détecter à travers le bois ou le tissu le rend aisément dissimulable dans un meuble, un placard ou derrière un rideau. **CENTRALE D'ALARME 4 ZONES COMMUTABLES.** Le **CR 15 E** à lui tout seul est un système d'alarme complet qui peut donc être mis en service immédiatement, sans aucun accessoire supplémentaire. Cependant, si vous décidez de réaliser une installation complète autour du **CR 15 E**, ou de renforcer votre installation par la suite, la centrale 4 zones incorporée vous permet de le faire sans aucune modification ni option. Le fait que les 4 zones de la centrale incorporée soient commutables vous permet par exemple de couper les radars pour ne laisser en service que la protection des issues : ainsi vous pourrez circuler, de même que vos animaux domestiques, sans déclencher l'alarme tout en retant protégé contre toute éventuelle intrusion. De plus, vous pourrez sélectionner suivant vos besoins les zones que vous désirez laisser sous surveillance, telles que cave, abris de jardin, atelier, etc. Le détecteur **CR 15 E** contient un chargeur automatique qui maintient constamment en charge la batterie sur laquelle repose la fiabilité de l'installation, en cas de coupure de secteur.

COMMANDE PAR UNE SERRURE DE SURETE à clé cylindrique très difficile à reproduire et à frauder. **AUTOPROTEGE 24 HEURES SUR 24. — TEMPORISE A LA MISE EN MARCHE, A L'ARRET ET EN ALARME.** En cas d'alarme, les sirènes s'arrêtent automatiquement au bout de 3 minutes, si la cause du déclenchement a disparu, puis le système se remet en surveillance.

GARANTIE 2 ANS (sauf batterie)

3020 F

CENTRALE CU 12 M



PETITE CENTRALE D'ALARME à piles, protégée et contrôlée à chaque mise en service.

Permet de recevoir : sirènes électromécaniques, contacts d'ouverture, contacts de chocs.

CENTRALE SEULE - 790 F — 25 % = 592,50

CENTRALE PNS 03 B 3 zones

sélectionnables autoprotégées SUR FACE AVANT MEMORISATIONS SEPAREES DES ALARMES



Branchement possible de tous types de détecteurs (contacts, radars, tapis, etc.)

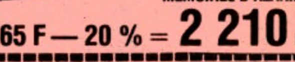
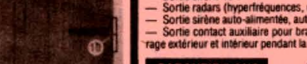
AVEC TRANSMISSION d'alarme sonore, lumineuses ou téléphonique.

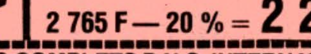
La PNS 03 B est une centrale d'alarme comportant 2 zones instantanées, 1 zone temporisée, 1 zone d'auto-protection.

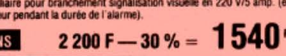
VOYANTS DE CONTROLE de BOUCLES et de MEMOIRES D'ALARME

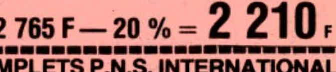
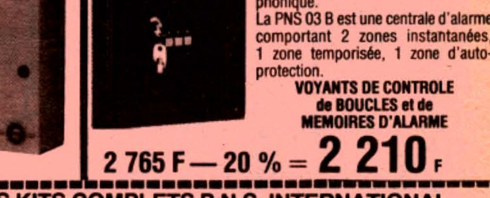
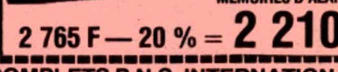
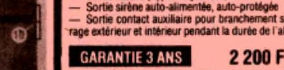
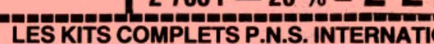
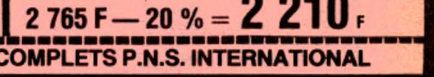
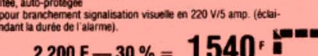
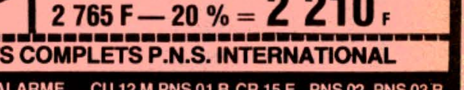
2 765 F — 20 % = **2 210 F**

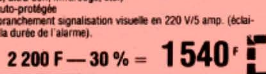
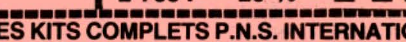
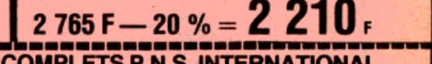
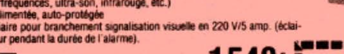
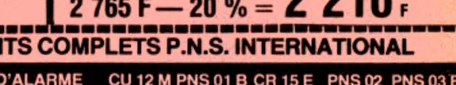
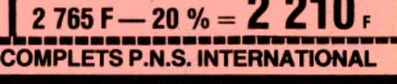
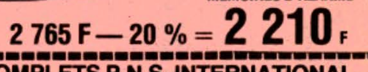
LES KITS COMPLETS P.N.S. INTERNATIONAL



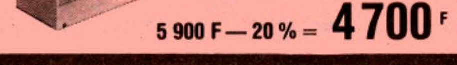



CENTRALE D'ALARME	CU 12 M	PNS 01 B	CR 15 E	PNS 02	PNS 03 B
☐ Chargeur incorporé	NON	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Clé de commande	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Batterie	NON	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Mémoire d'alarme	0	1	1	0	3
☐ Nombre de zones N.F.	2	2	4	2	3
☐ Nombre de zones N.O.	0	0	1	1	3
☐ Nombre de zones d'autoprotection	1	2	1	1	2
☐ Zones sélectionnables face avant	0	0	4	0	3
☐ Tempo entrée réglable	OUI	OUI	OUI	OUI	OUI
☐ Tempo sortie réglable	FIXE	FIXE	OUI	OUI	OUI
☐ Tempo alarme réglable	3 mn	OUI	3 mn	OUI	OUI
☐ Contact ouverture - Nombre	5	5	0	5	5
☐ Contact choc - Nombre	3	0	0	3	3
☐ Nombre d'infrarouge IR 772	0	1	0	2	2
☐ Nombre d'hyper fréquence 15 m	O	O	OUI	O	O
☐ Nombre de sirènes rotatives 108 dB	2	1	intérieur	1	1
☐ Capot autoprotégé	1	0	0	0	0
☐ Sirène homologuée extérieure	0	1	1	1	1
☐ Capot autoprotégé pour l'extérieur	0	1	1	1	1
☐ Garantie P.N.S. International	2 ANS	2 ANS	2 ANS	3 ANS	3 ANS
☐ PRIX P.N.S. PROMOTIONNEL TTC avec notice de montage	1060	2490	3545	3990	4970
☐ A crédit 80 % SUR 12 MOIS (hors assurance TEG 24,90 % Acceptation du dossier de crédit sur place 1re mensualité dans 3 mois	CARTE BLEUE	198,00 par mois	277,00 par mois	316,00 par mois	386,00 par mois

PORT DU, règlement uniquement par chèque à la commande



P.N.S. INTERNATIONAL — 22, Boulevard Carnot 93200 SAINT-DENIS M° BASILIQUE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque UNIQUEMENT

P.N.S. INTERNATIONAL — 22, Boulevard Carnot 93200 SAINT-DENIS M° BASILIQUE — (1) 822.24.50

Côté graphique, c'est à la fois l'enchantement et la déception. Enchantement car on dispose de possibilités agréables telles que le défilement des 27 couleurs successivement sur n'importe quelle figure se trouvant sur l'écran (à ne pas utiliser trop intensivement si vous voulez encore y voir clair après !), on dispose aussi d'un grand nombre de caractères semi-graphiques prédéfinis et des moyens d'en définir d'autres (un exemple étant d'ailleurs fourni en annexe pour les caractères accentués français, ce qui est une très bonne idée) et enfin, il est possible de créer des fenêtres sur l'écran, de la taille et de la couleur de votre choix et d'aller y écrire sélectivement. Par contre, côté dessin pur, c'est assez pauvre et, hormis les banals MOVE, PLOT et DRAW en coordonnées absolues ou relatives, il n'existe même pas de quoi dessiner un cercle ou un rectangle en une seule instruction ; dommage !

D'autres possibilités liées à l'horloge temps réel interne sont offertes, comme celle d'appeler un sous-programme après tel ou tel intervalle de temps par exemple, ou la possibilité de lire un des trois chronomètres internes et d'en exploiter le contenu. Ces dernières fonctions sont réalisées par le matériel et sont donc toujours disponibles au sein des programmes.

Enfin, des instructions d'entrées/sorties sont offertes aux programmeurs chevronnés ou aux bidouilleurs acharnés qui souhaitent connecter des interfaces de leur cru sur le bus d'extension.

Le Basic du CPC 464, malgré ses petites lacunes graphiques, est donc un excellent interpréteur, propre à satisfaire même un programmeur exigeant.

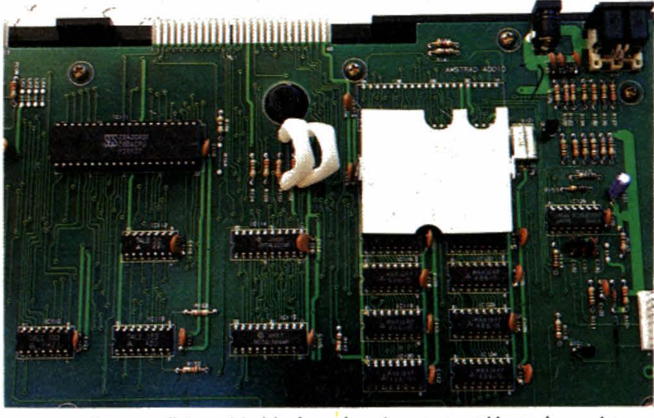


Photo 12. – Sous un radiateur original, le réseau de portes programmable ; en dessous les boîtiers de RAM 64 Ko.

DOCUMENTATION ET TECHNIQUE

La documentation fournie avec le CPC 464, sous forme d'un volumineux manuel en français, est relativement complète mais un peu maladroite, surtout au niveau de sa partie initiation qui fait un peu « fouillis ». Les instructions sont, par contre, toutes bien décrites par ordre alphabétique avec des exemples que l'on souhaiterait tout de même plus nombreux. La dernière partie du manuel donne le brochage de tous les connecteurs, ce qui est suffisamment rare pour mériter un bon point et pour ravir les « bidouilleurs ». On peut simplement regretter que les points d'entrées des routines moniteur ou Basic appelables par l'utilisateur ne soient pas documentés.

Côté technique, l'essentiel du CPC 464 tient sur un grand circuit imprimé très propre et qui fait assez dépouillé. Il faut dire que le schéma utilisé exploite à fond les possibilités des divers boîtiers et fait appel à un réseau de portes programmable pour l'essentiel de la circuiterie logique. C'est ce réseau que l'on peut voir, sur une de nos photos, abrité sous un magnifique radiateur.

Les composants utilisés sont classiques puisque, outre un Z 80 comme unité centrale, on trouve une interface parallèle type 8255, un synthétiseur sonore de chez General Instruments et commun à bien des micro : l'AY 3 8912, une ROM 32 Ko contenant le logiciel, 8 boîtiers de RAM dynamique 64 Ko formant le plan mémoire vive, et un contrôleur de visualisation programmable qui n'est autre qu'un 6845 de Motorola.

La partie magnétophone à cassette fait très grand public mais ne devrait néanmoins pas poser de problème vu l'application envagée.

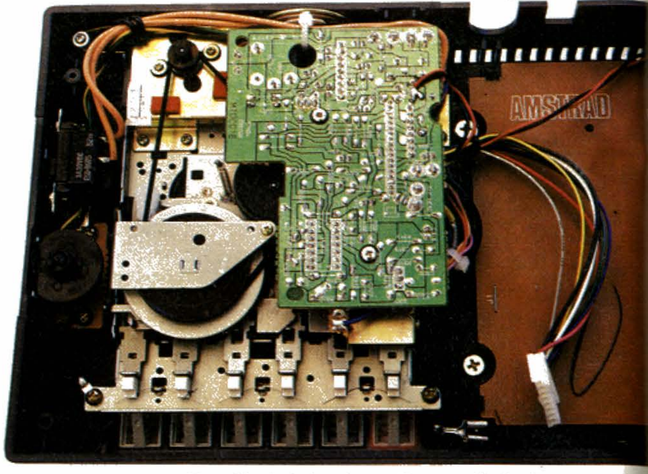


Photo 11. – Le lecteur de cassettes et son électronique.

LES EXTENSIONS

Nous n'en parlerons pas dans ce numéro, en effet nous avons pu disposer de l'extension la plus intéressante qui est le lecteur de disquettes et nous y consacrerons donc un banc d'essai complet dans le *Haut-Parleur* du mois d'août.

NOS CONCLUSIONS

Elles seront brèves mais élogieuses : le CPC 464 est, à notre avis, une des machines de cet été 1985 qui présente le meilleur rapport qualité/prix. Son Basic est performant et complet, son clavier est très agréable et autorise une frappe rapide et propre, ses divers modes d'affichage permettent de faire des jeux mais aussi des applications sérieuses grâce à un mode 80 colonnes, et son lecteur de cassettes intégré facilite la mise en œuvre de l'ensemble. Avec un tout petit peu plus de documentation sur les routines disponibles en ROM et, éventuellement, sur le rôle de certaines RAM particulières, le CPC 464 serait parfait bien qu'il ait déjà tout pour convenir à un large public allant de l'utilisateur de jeux au programmeur confirmé.

C. TAVERNIER

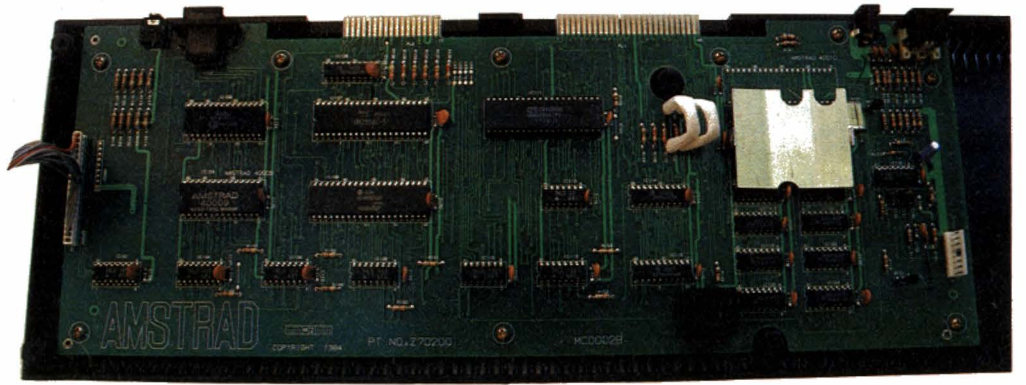


Photo 10. – Un grand circuit imprimé supporte toute la partie informatique de l'appareil.



INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

COMPTEURS & DECOMPTEURS BINAIRES & DECIMAUX

Un compteur se transforme en décompteur par une simple modification de câblage entre les bascules. Un compteur-décompteur est commuté par un circuit OU-exclusif.
Dans un compteur asynchrone, l'impulsion à compter est appliquée uniquement à l'entrée de chaque bascule. Le temps de réponse de celle-ci s'additionnant, les compteurs asynchrones sont utilisés lorsqu'on n'exige pas une grande vitesse de comptage. Leur avantage est la simplicité.
L'impulsion de comptage est envoyée simultanément à toutes les bascules d'un compteur synchrone. Ces derniers sont généralement constitués de bascules JK Maître-esclave. Le temps de retard total du compteur est le même que celui d'une seule bascule. Dans ce type de compteur, tous les étages ne changent pas forcément d'état à chaque impulsion reçue à l'entrée.
Les compteurs binaires intégrés les plus utilisés sont le 7493, le 74161 et le 74191.
Un compteur binaire se transforme facilement en compteur décimal, il suffit de connaître la table de vérité des bascules et de simplifier à l'aide du diagramme de Karnaugh.

Compteurs-décompteurs

Il est très facile de transformer un compteur en décompteur. Il suffit simplement d'apporter quelques modifications au câblage. Nous avons représenté sur la figure 1 un compteur à 4 bascules (a) et sa transformation en décompteur (b). Le signal attaquant une bascule provient de $\overline{Q}$ de la précédente, et non plus de Q, pour ce type de bascule sensible aux fronts descendants du signal d'attaque.

Avant de commencer le décomptage, toutes les bascules du décompteur sont mises à l'état haut, d'une façon analogue à la remise à zéro d'un compteur. Les entrées S sont branchées ensemble et reliées un bref ins-

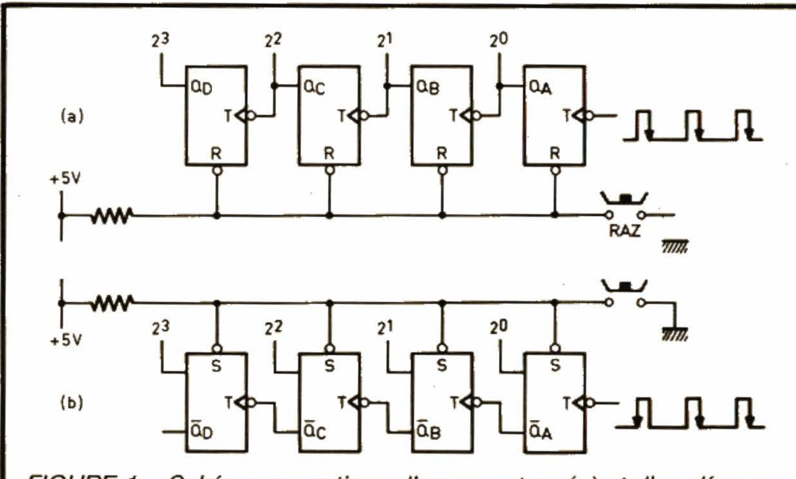
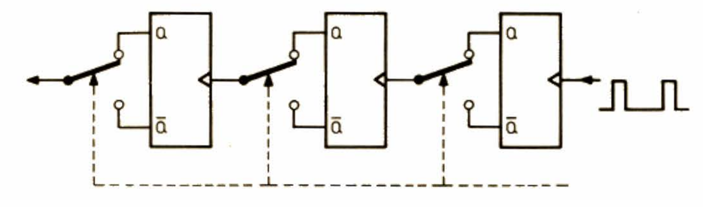


FIGURE 1— Schéma synoptique d'un compteur (a) et d'un décompteur (b) binaire – Avant le décomptage, toutes les bascules du décompteur sont mises à l'état « 1 » (commande S).

	COMPTEUR				DECOMPTEUR			
	(8)	(4)	(2)	(1)	(8)	(4)	(2)	(1)
Etat initial	0	0	0	0	1	1	1	1
1ère impulsion	0	0	0	1	1	1	1	0
2ème "	0	0	1	0	1	1	0	1
3ème "	0	0	1	1	1	1	0	0

FIGURE 2. – Succession des états des sorties Q des bascules dans un compteur et dans un décompteur.



– Schéma théorique d'un compteur-décompteur.

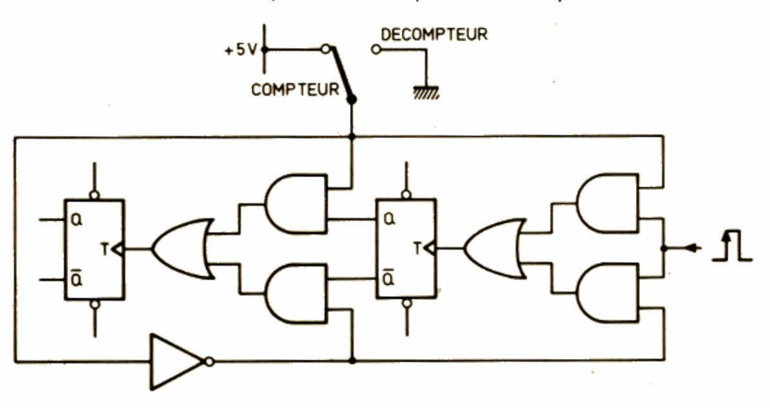


FIGURE 4. – Schéma pratique d'un compteur-décompteur.

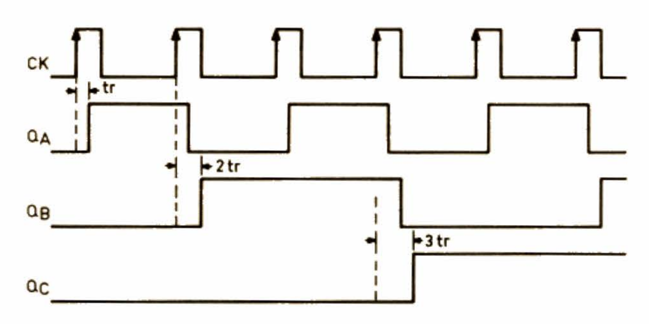


FIGURE 5. – Addition des temps de retard dans un compteur asynchrone. En mode synchrone, le retard est le même pour tous les étages.

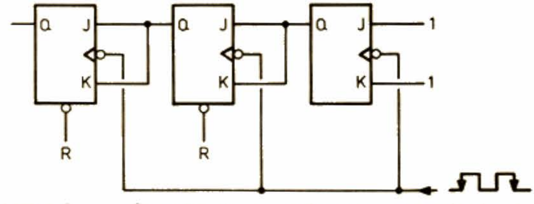


FIGURE 6. – Compteur synchrone constitué de bascules JK Maître-esclave.

tant au niveau logique zéro. Le nombre binaire est alors $(1111)_2$. Après la première impulsion il passe à $(1110)_2$, puis à $(1101)_2$, etc. (voir figure 2).

Ce schéma théorique d'un compteur-décompteur (compteur réversible ou « up-and-down counter » en anglais) est donné sur la figure 3. L'équivalent électrique du commutateur utilisé est un OU-EXCLUSIF, ce qui nous amène au schéma réel de commutation d'un compteur-décompteur utilisant cet opérateur (fig. 4).

Compteurs synchrones et asynchrones

Jusqu'ici nous n'avons parlé que de compteurs asynchrones. L'impulsion à compter est appliquée seulement à la première bascule et la commande de la suivante est obtenue par le retour à zéro de celle qui la précède. Chaque bascule présentant un certain retard, celui-ci peut se révéler gênant puisqu'il s'additionne à chaque étage (fig. 5).

Ce type de compteur est employé lorsque la rapidité de fonctionnement n'est pas requise. Son avantage est sa simplicité.

Dans les compteurs synchrones, tous les étages sont attaqués simultanément par la même impulsion. Par cette méthode, tous les changements sont synchronisés par un des flancs de cette impulsion (impulsion à compter appliquée sur toutes les entrées CK). Le temps de retard ne s'additionne plus à chaque bascule, il reste le même pour tout le compteur.

Nous avons sur la figure 6 un compteur synchrone constitué de bascules JK Maître-esclave.

Il faut remarquer que tous les étages ne basculent pas forcément à chaque impulsion appliquée sur CK. Le basculement de chaque étage dépend de l'état des entrées J et K au moment où arrive l'impulsion. Autrement dit, le basculement de chaque étage est conditionné par l'état de la sortie précédente. Elle ne bascule qu'à l'apparition du front actif de l'impulsion venant de l'extérieur.

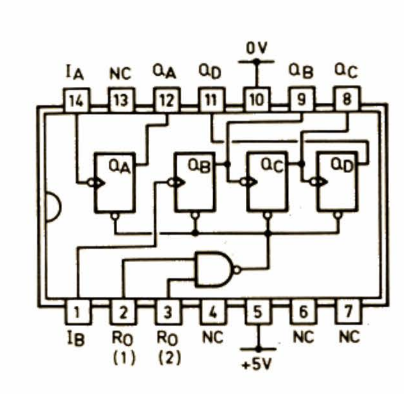


FIGURE 7. – Schéma de branchement du 7493 (compteur binaire asynchrone 4 bits).

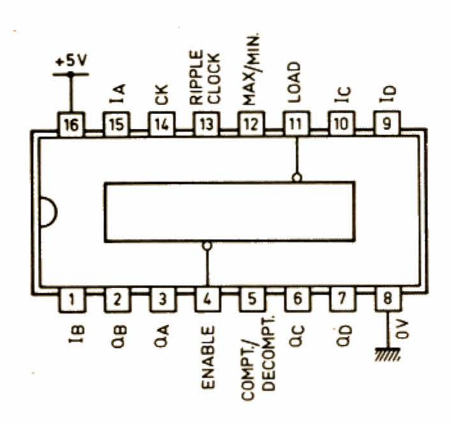


FIGURE 8. – Schéma de branchement du 74191 (compteur-décompteur synchrone 4 bits).

Compteurs binaires intégrés

Les compteurs binaires dont nous avons parlé et que vous avez, nous l'espérons, réalisés, avaient pour but de bien montrer le mécanisme d'un compteur électronique.

Il existe, vous vous en doutez, des circuits intégrés regroupant dans un seul boîtier de nombreuses bascules ayant l'avantage d'être compacts.

Le 7493 est un compteur binaire asynchrone 4 bits avec lequel, moyennant les artifices dont nous allons parler dans la suite de cet article, on peut compter de 2 jusqu'à 16 (fig. 7).

Ouvrons une parenthèse pour parler de terminologie. Nous venons de mentionner le 7493 comme étant un comp-

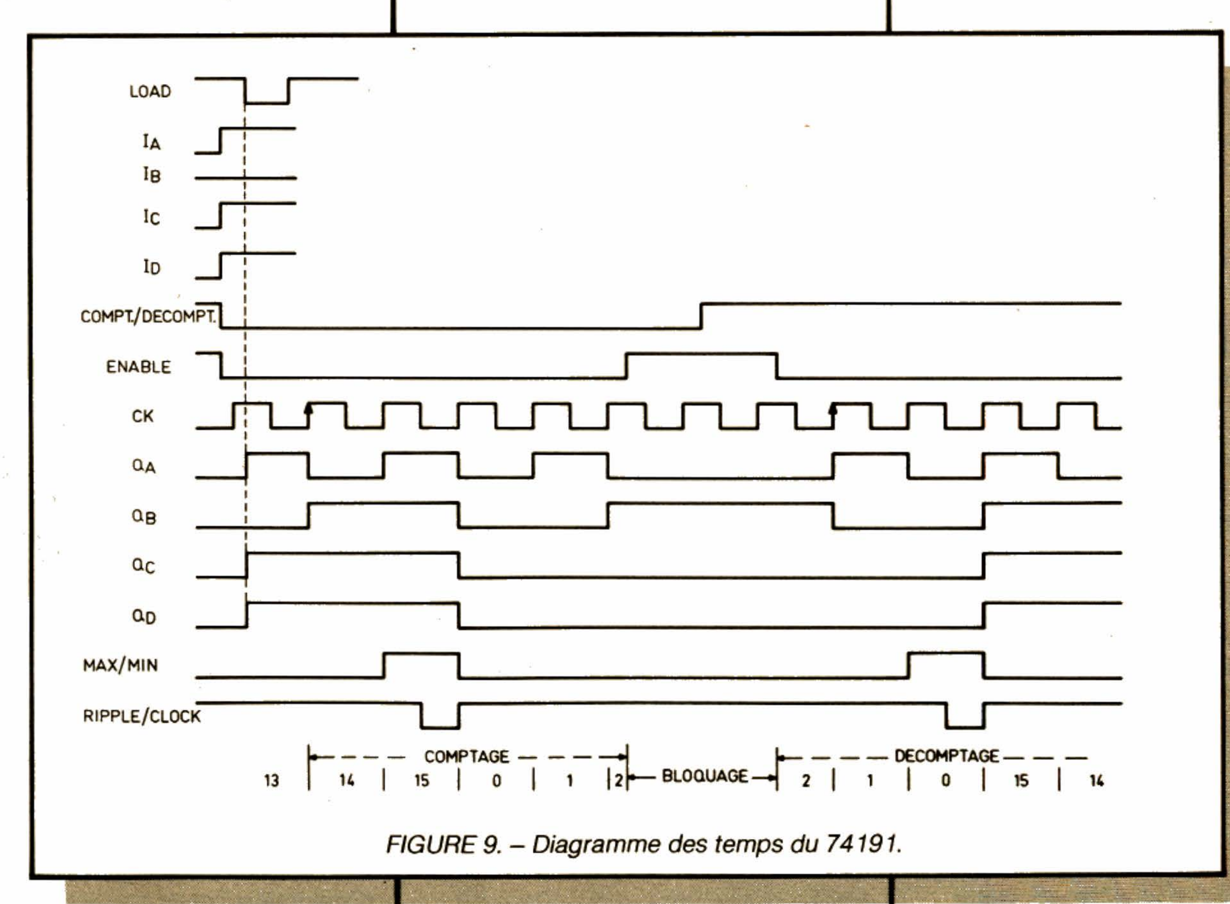


FIGURE 9. – Diagramme des temps du 74191.

teur 4 bits. Sachez qu'un compteur binaire constitué de 4 bascules est appelé « compteur 4 bits », car sa capacité est de 4 chiffres binaires (le mot « bit » est la contraction de l'expression anglaise « binary digit » signifiant chiffre binaire).

D'autre part, la capacité d'un compteur est le nombre binaire le plus élevé susceptible d'être affiché. La capacité d'un compteur binaire est égale à 2^n, n étant le nombre de bits du compteur. Un compteur 4 bits peut compter jusqu'à 2^4, soit 16. Le terme modulo est souvent employé. Un compteur modulo N est capable de compter jusqu'à N.

Un compteur électronique est souvent appelé « diviseur ». Un compteur décimal est un diviseur par 10 : pour 10 impulsions à l'entrée, il donne 1 impulsion en sortie. Aussi parlerons-nous souvent de diviseur par 10 au lieu de compteur décimal...

Revenons à notre 7493 constitué de 4 bascules. Ce compteur asynchrone peut être utilisé soit en 4 bits soit en 3 bits. Dans ce dernier cas, l'entrée est la broche n° 1 (I_B), ce qui rend disponible la première bascule pour une autre application.

En fonctionnement sur 4 bits, l'entrée I_A est utilisée (broche 14) et une connexion doit être placée entre les sorties 1 et 12.

La remise à zéro s'effectue en portant les sorties R_0 (1) et R_0 (2) au niveau haut.

Un autre circuit intégré très utilisé est le 74191, compteur-décompteur 4 bits synchrone, avec possibilité d'être programmé (fig. 8). Les cosses marquées I_A à I_B sont les entrées programmables. Elles sont portées à une certaine valeur binaire ((1101) sur la figure 9), prise en compte par l'application d'un niveau logique bas sur l'entrée LOAD (broche n° 11). La broche n° 5 commande le comptage et le décomptage (niveau bas pour compter). L'entrée ENABLE doit être au niveau zéro pour débloquer le circuit.

Le diagramme des temps de la figure 9 nous montre un exemple de comptage (depuis la valeur programmée 13 jusqu'à 15), de bloquage (action de ENABLE), et de décomptage (à partir de la valeur qui était figée dans le circuit). C'est le flanc positif du signal d'horloge qui est actif, et le premier comptage ou décomptage n'apparaît qu'à l'apparition de ce flanc montant.

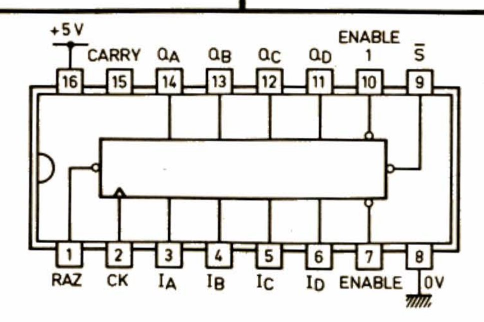


FIGURE 10-a. – Branchement du 74161 (Compteur binaire synchrone 4 bits avec remise à zéro synchrone). Les 2 entrées ENABLE doivent être à l'état bas.

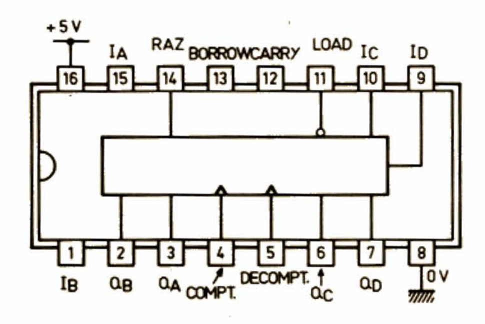


FIGURE 10-b. – Branchement du 74193 (compteur-décompteur synchrone 4 bits avec deux entrées). La remise à zéro (RAS) se fait en passant au niveau 1.

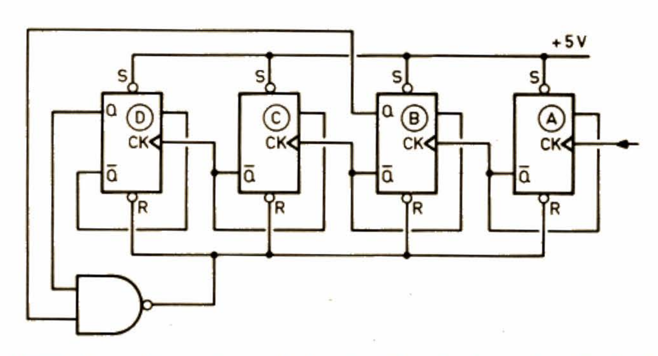


FIGURE 11. – Compteur décimal utilisant deux circuits intégrés 7474 et un NAND (7400). L'état des bascules est représenté par les LED non masquées sur le schéma.

Lorsque le compteur a dépassé sa capacité, il apparaît une impulsion négative d'une durée égale à une demi-période d'horloge (broche n° 12). De même, une impulsion positive de durée double apparaît sur la broche n° 13 lors d'un dépassement de capacité (nombre supérieur à 15 pour le compteur, inférieur à zéro pour le décompteur).

Le circuit intégré 74161 est un compteur binaire synchrone 4 bits avec remise à zéro synchrone possédant également la possibilité d'être programmé (fig. 10 a).

Enfin un autre circuit TTL, le 74193, également compteur/décompteur 4 bits synchrone, possède deux entrées, l'une pour le comptage, l'autre pour le décomptage.

Comme pour les modèles dont nous venons de parler, une impulsion négative apparaît lorsqu'il y a dépassement de capacité. Ici une impulsion apparaît sur la sortie CARRY (broche n° 12) pour le compteur ; une autre impulsion apparaît sur BORROW (broche n° 13) pour un décomptage. Ces impulsions sont destinées au circuit suivant.

Compteur binaire transformé en décimal

Sur la figure 11, vous reconnaissez un compteur binaire classique. Nous y avons ajouté un opérateur NAND à deux entrées.

Vous savez maintenant que, moyennant quelques transformations, un compteur binaire peut être facilement transformé en compteur décimal. C'est justement un compteur binaire transformé en décimal dont le schéma est donné sur la figure.

Vous savez également qu'un compteur composé de 4 bascules peut compter jusqu'à $(1111)_2$, soit en décimal 2^4 ou $(16)_{10}$. Notons sur un tableau (fig. 12) l'état que peuvent prendre les 4 bascules du compteur depuis zéro jusqu'à 16. Si on arrive à le faire compter seulement de 0 à 9, ce compteur devient décimal. Pour cela, il faut qu'après le neuvième objet compté le compteur revienne à zéro. Ceci est réalisé par la porte NAND remettant le compteur binaire à l'état initial, par l'action sur l'entrée R (RESET) de chaque bascule, dès qu'apparaît le dixième objet compté. Autrement dit, dès que l'état 1010 se présente, les deux entrées de la porte sont à l'état haut, mettant sa sortie au niveau bas. On sait en effet que la sortie d'une porte NAND est toujours au niveau 1, sauf lorsque toutes ses entrées sont à l'état haut. La réponse de la porte étant très rapide, quelques nanosecondes, le chiffre binaire 1010 n'apparaît que durant 10^{-9} seconde et laisse la place au chiffre binaire 0000.

Si nous représentons le diagramme des temps du compteur décimal ainsi obtenu, nous avons les formes d'onde représentées sur la figure 13. Dès l'apparition de la dixième impulsion à l'entrée, les 4 bascules reviennent toutes à zéro. L'impulsion de la bascule B ne se manifeste que très brièvement, pendant le temps de réponse du circuit (de l'ordre de 1 ns). Nous l'avons représenté assez longue pour une question de compréhension.

	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16	0	0	0	0

FIGURE 12. Table de comptage d'un compteur binaire 4 bits,

FIGURE 13. – Diagramme des temps du compteur BCD.

Un compteur comme celui-ci, transformé de binaire en décimal, est appelé « compteur BCD » : les lettres BCD sont les initiales de la locution anglaise « Binary Coded Decimal », soit en traduction française : « Décimal codé en binaire ». Ce qui veut dire que tout chiffre décimal de 0 à 9 peut être codé en binaire de 4 chiffres. Le « 1 » décimal est transcrit en BCD par (0001), le 9 par (1001). Pour les chiffres décimaux supérieurs à 9, et inférieurs à $(100)_{10}$, la quantité binaire est exprimée par 8 bits. Par exemple, 20 s'écrit : 0010 0000. De la même façon 352 s'écrit : 0011 0101 0010.

Ce code, peu pratique lorsqu'on veut écrire sur le papier un nombre décimal élevé, devient d'une grande utilité à la sortie des ordinateurs pour convertir rapidement le langage BCD de cet ordinateur au langage décimal de l'utilisateur.

Il est aussi primordial de faire attention à bien repérer les 4 digits et de ne pas confondre le BCD avec le code binaire pur. Ces deux codes ne sont identiques que jusqu'à 9.

Ce code BCD est également appelé code 8421.

Le compteur représenté sur la figure 11 est réalisé avec deux circuits intégrés 7474 et un circuit 7400 pour l'opérateur NAND.

Remarques pratiques

Quelques précautions sont à prendre pour le bon fonctionnement de ce compteur. Tout d'abord l'alimentation

Qn	J	K	Qn+1	
0	0	X	0	Bascule restant à l'état 0
0	1	X	1	Passage de 0 à 1
1	X	0	1	Bascule restant à l'état 1
1	X	1	0	Passage de 1 à 0

FIGURE 14.
Table de vérité d'une bascule JK.

	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	J_D	K_D	J_C	K_C	J_B	K_B	J_A	K_A
0	0	0	0	0	0	X	0	X	0	X	1	X
1	0	0	0	1	0	X	0	X	1	X	X	1
2	0	0	1	0	0	X	0	X	X	0	1	X
3	0	0	1	1	0	X	1	X	X	1	X	1
4	0	1	0	0	0	X	X	0	0	X	1	X
5	0	1	0	1	0	X	X	0	1	X	X	1
6	0	1	1	0	0	X	X	0	X	0	1	X
7	0	1	1	1	1	X	X	1	X	1	X	1
8	1	0	0	0	X	0	0	X	0	X	1	X
9	1	0	0	1	X	1	0	X	0	X	X	1
10	0	0	0	0								

FIGURE 15.
Table de vérité du compteur décimal utilisant des bascules JK.

	A	A	$\bar{A}$	$\bar{A}$	
B	3	7	6	2	$\bar{D}$
B	X	X	X	X	D
$\bar{B}$	9	X	X	8	D
$\bar{B}$	1	5	4	0	$\bar{D}$
	$\bar{C}$	C	C	$\bar{C}$	

FIGURE 16. – Diagramme de Karnaugh. Le numéro correspond au numéro des lignes de la table de vérité de la figure 15.

5 V doit être bien découplée : la sortie en « totem pole » des circuits TTL provoque parfois des impulsions brèves et intempestives qui peuvent déclencher une bascule involontairement.

D'autre part, il est conseillé de brancher à un potentiel fixe les entrées non utilisées. Pour le schéma du compteur, les 4 entrées S sont reliées au + 5 V afin d'éviter des basculements indésirés.

La mise en évidence du bon fonctionnement du compteur peut être faite en comptant les impulsions produites soit par un multivibrateur astable, soit par déclenchement manuel à travers un montage « anti-rebonds » comme nous le préconisions pour le compteur binaire du mois dernier.

Calcul des éléments d'un compteur

Un compteur peut être constitué non pas seulement avec des bascules du type T, mais également avec une JK, RS, D, etc. La remise à zéro après 9, transformant un compteur binaire en décimal, peut se faire non pas seulement en agissant sur RESET, mais aussi en agissant sur les entrées J, K, D, etc.

Comme nous allons le voir, le calcul des éléments d'un compteur ne présente rien de compliqué. Il suffit d'utiliser la table de vérité des bascules en question et de simplifier les circuits logiques d'attaque par la méthode du diagramme de Karnaugh.

Nous prendrons comme exemple d'application le calcul d'un compteur décimal comprenant 4 bascules JK.

La table de vérité de la bascule JK a été donnée dans le *Haut-Parleur* n° 1714 de mars 1985. Nous la reproduisons sur la figure 14 car elle va nous être indispensable pour le calcul. Tout d'abord, rappelons que la première ligne de cette table concerne le cas de la bascule restant à l'état zéro. La deuxième ligne le passage de zéro à un. A la troisième ligne, la bascule reste à l'état un, tandis qu'à la dernière elle passe de un à zéro.

Sur le tableau de la figure 15 nous avons sur la colonne de gauche le numéro des impulsions à compter. Puis l'état des sorties de 4 bascules (Q_A, Q_B, Q_C, Q_D), et enfin l'état des entrées J et K de ces 4 bascules réalisant ou non le basculement de ces dernières.

Voyons d'abord la première ligne. La sortie des 4 bascules sont à l'état zéro. Lorsque la première impulsion arrivera, l'état de ces bascules devra être comme indiqué sur la deuxième ligne du tableau. C'est-à-dire qu'il faudra :
– premièrement, que les bascules B, C et D restent à l'état zéro ;
– deuxièmement, que la bascule A passe de 0 à 1.

En consultant la table de vérité de la bascule JK, nous voyons :
– premièrement, que si la bascule doit rester à l'état zéro, il faut que l'entrée J soit au niveau bas et que son entrée K soit indifféremment à 0 ou à 1. Soit : $J_B = J_C = J_D = O$ et $K_B = K_C = K_D = X$.
– deuxièmement, que si la bascule A doit passer de 0 à 1, il faut que $J_A = 1$ et $K_A = X$.

Ainsi obtenons-nous la première ligne du tableau.

Avant l'apparition de la deuxième impulsion, nous voyons qu'il ne doit y avoir rien de changé pour les bascules B, C et D, tandis que seule la bascule A doit revenir à zéro, soit : $J_A = X$ et $K_A = 1$ (quatrième ligne de la table de vérité).

Par le même raisonnement nous

pouvons remplir les colonnes de J et de K de toutes les bascules.

L'étape suivante consiste à rechercher l'équation logique simplifiée pour chaque entrée J et K des 4 bascules. Nous utilisons pour cela le diagramme de Karnaugh dont nous avons développé le sujet dans le *Haut-Parleur* n° 1712 de janvier 1985.

Puisqu'il y a 4 bascules, donc 4 variables, ce diagramme doit comporter 16 cases. Nous les reproduisons sur la figure 16. Les cases correspondant aux états 10 à 15 sont marquées par X puisque ces états ne sont pas utilisés par le compteur décimal.

Quelle est l'équation logique des entrées J_A et K_A ? Si nous faisons attention, nous remarquons que ces deux colonnes n'étant remplies que par des 1 et des X, nous pouvons écrire : $J_A = 1$ et $K_A = 1$. Physiquement, ceci se traduit par une liaison pure et simple de J_A et de K_A au + 5 volts.

Passons à la colonne J_B. Nous placerons les 1, 0 et X dans les cases correspondantes du diagramme de Karnaugh (figure 17). Nous n'avons que deux « 1 » (lignes 1 et 5) et nous pouvons isoler 4 cases, ce qui donne la formule pour cette entrée : $J_B = AD$. Pratiquement, il en résulte que la sortie Q_A ET la sortie Q_D doivent être reliées à l'entrée J_B, ce qui nécessite une porte ET à deux entrées.

En opérant de même avec les autres entrées, nous obtenons toutes les équations pour le choix des opérateurs nécessaires pour le compteur. Le schéma définitif est donné sur la figure 18.

Le raisonnement est le même si les bascules sont du type RS ou D... et on peut aussi, par la même méthode, cal-

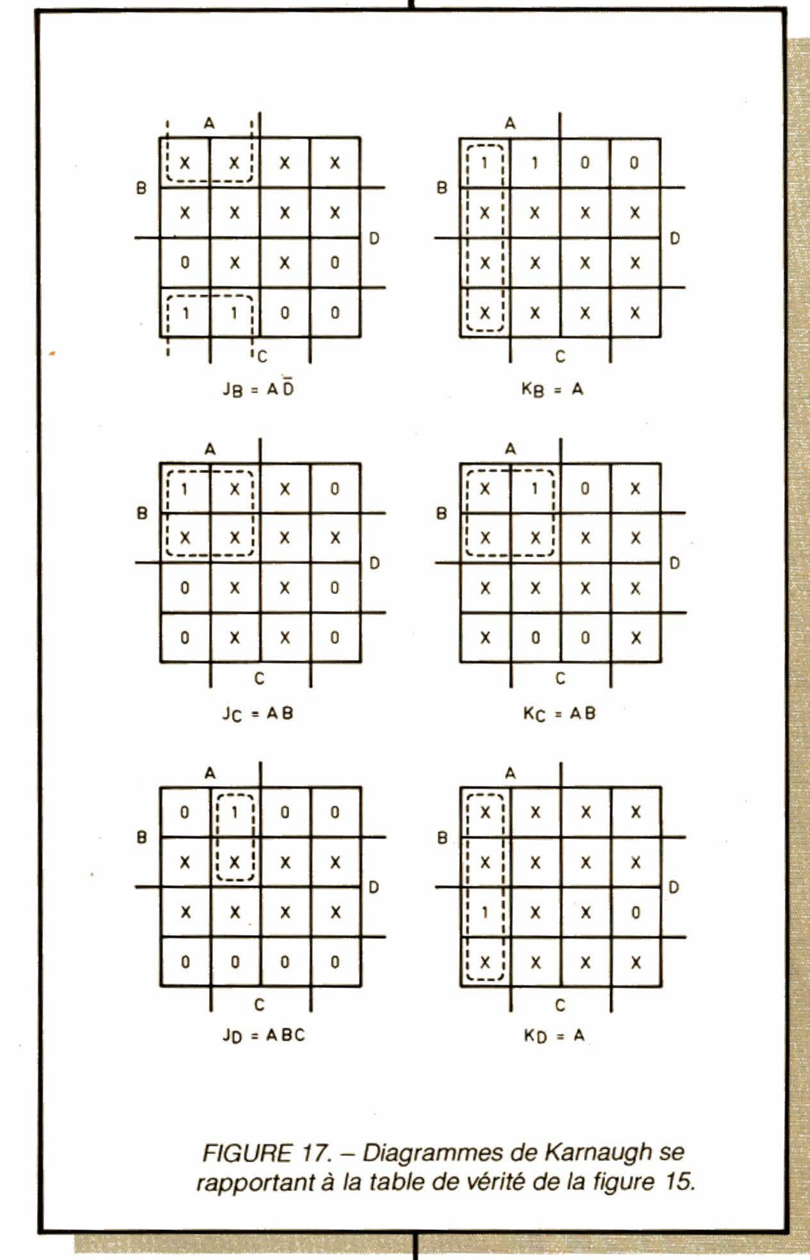


FIGURE 17. – Diagrammes de Karnaugh se rapportant à la table de vérité de la figure 15.

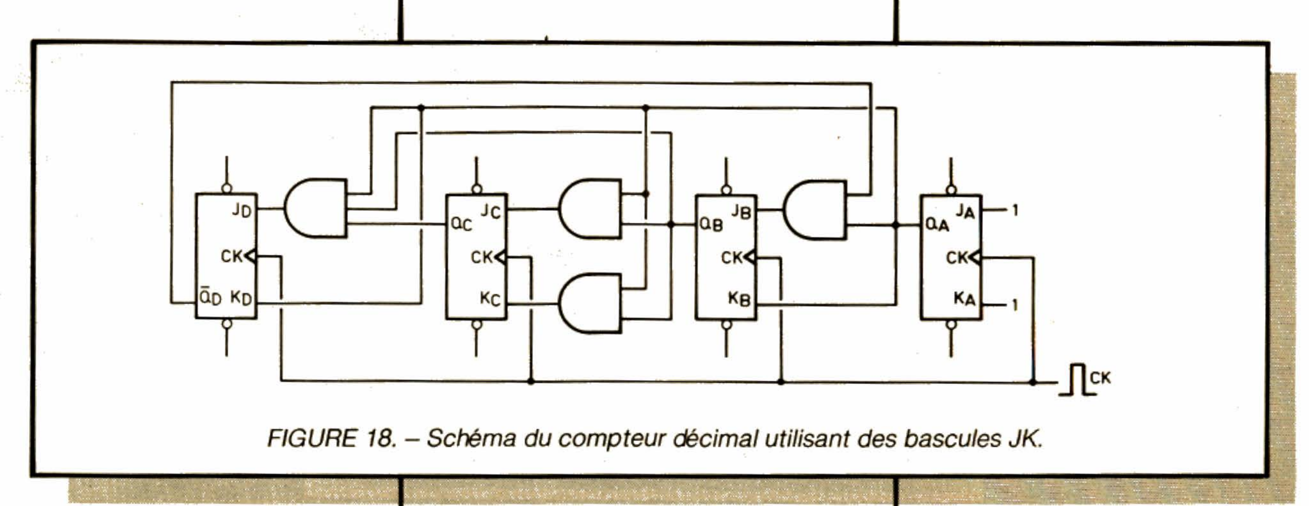


FIGURE 18. – Schéma du compteur décimal utilisant des bascules JK.

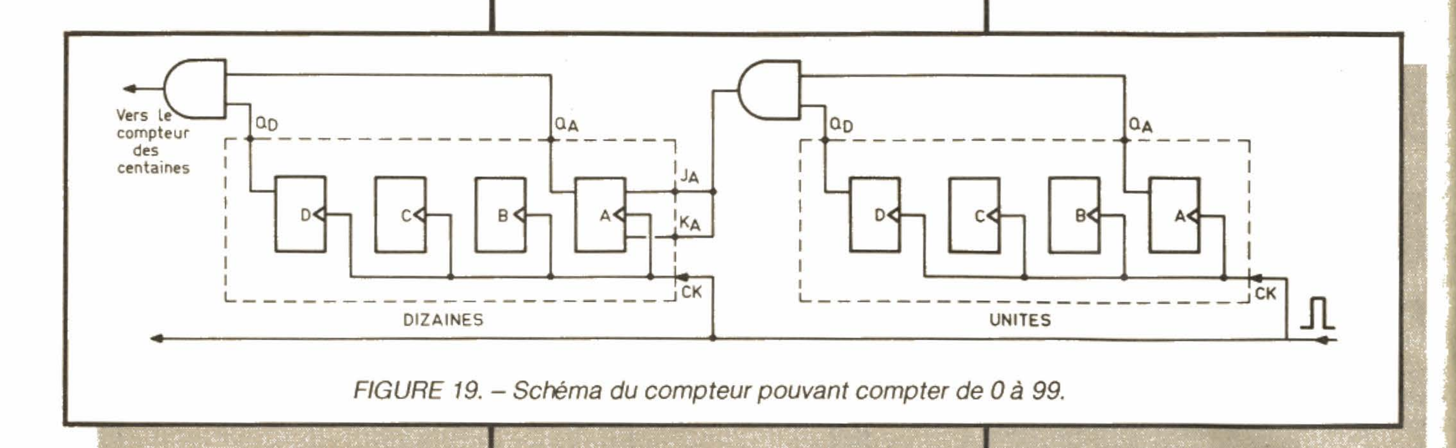


FIGURE 19. – Schéma du compteur pouvant compter de 0 à 99.

culer un compteur par 5 ou par 12, ou tout autre circuit séquentiel.

Maintenant que nous avons un compteur décimal comptant de 1 à 10, il n'y a encore rien de plus facile pour compter jusqu'à 100 ou jusqu'à un nombre plus élevé. En effet, il suffit de mettre en cascade plusieurs compteurs identiques à celui que nous venons d'étudier.

Nous voyons sur le tableau de la figure 15 que lorsque le compteur vient de compter 9, l'état de ses sorties est le suivant :

$Q_A = 1$
$Q_B = 0$
$Q_C = 0$
$Q_D = 1$

On connectera donc Q_A et Q_D à l'entrée d'un opérateur ET afin d'obtenir une seule impulsion (celle des dizaines), qui sera comptée par le compteur suivant. La sortie de cette porte ET est reliée à l'entrée J_A et K_A de la première bascule de ce compteur des dizaines (figure 19). A la sortie de ce dernier, la même opération peut être effectuée pour l'attaque du compteur des centaines.

Exercices d'application

Le mois dernier, nous vous demandions de convertir en décimal 4 nombres binaires. La réponse est donnée ci-dessous :

a) 10110 = 22
b) 11011 = 27
c) 111001 = 57
d) 1101101 = 109

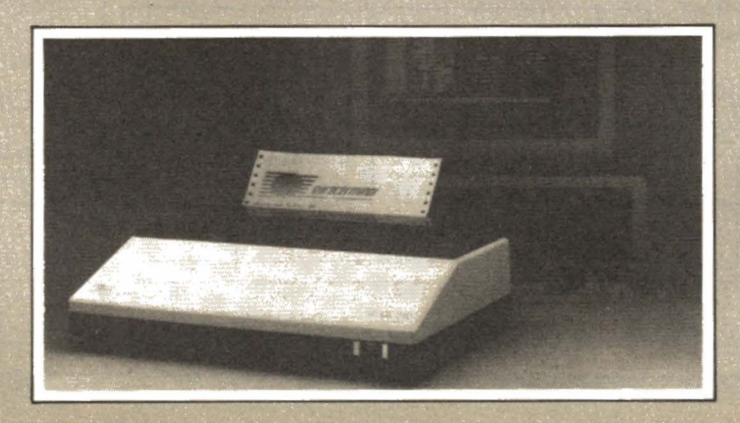
Pour le mois prochain, nous vous proposons de calculer les éléments d'un compteur modulé 6 constitué de bascules J..

J.-B. P.

BLOC-NOTES

SECONDE IMPRIMANTE FRANCAISE

La gamme d'imprimantes EXL-80 s'enrichit d'un second modèle, l'EXL-80-PC qui, comme son nom l'indique, est compatible avec les micro-ordinateurs type PC. Cette imprimante française possède une rapidité de 100 cps et un niveau de bruit inférieur à 58 dB. L'EXL-80-PC est une imprimante matricielle à impact, bidirectionnelle optimisée, qui dispose de 256 caractères alphanumériques et semi-graphiques (80 et 132 caractères par ligne) et qui, en mode graphique, offre des résolutions de 60, 72, 80, 90, 120 et 240 × 72 et 144 points/pouce. Equipée en standard d'une interface parallèle type Centronics, elle peut être complétée en option par des sorties vidéotex, série V24 et boucle de courant, RS 422/RS 485 et IEEE 488.



Distributeur : Euroterminal, 62, rue des Gémeaux, Silic 182, 94563 Rungis Cedex.

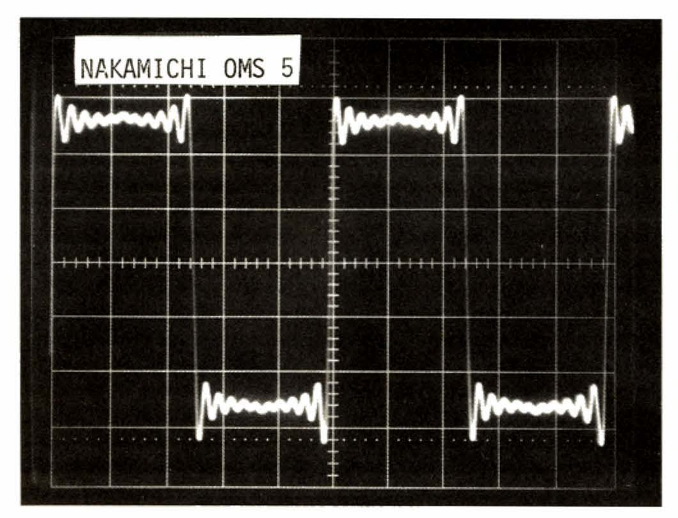
LE LECTEUR DE DISQUES COMPACTS NAKAMICHI OMS-5



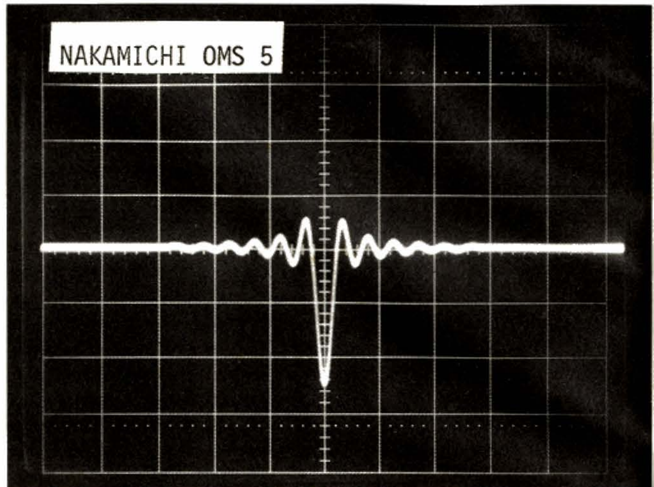
Parce que ce constructeur a été le premier à mettre sur le marché un magnétophone à cassette à trois têtes doté d'une esthétique révolutionnaire par rapport à la concurrence, et que, par la suite, Nakamichi a su conserver une image quasi ésotérique à ses produits, on s'attend, dès qu'un nouvel appareil est annoncé, à ce qu'il soit résolument différent de tous ceux qui l'ont précédé.
Sous cette marque, deux nouveaux lecteurs de disques compacts viennent d'être commercialisés. Nous avons choisi de vous présenter, ce mois-ci, le plus simple des deux : le Nakamichi OMS-5.

Simple, l'OMS-5 l'est puisqu'il n'est doté ni de programmateur, ni d'accès direct à un numéro de plage par clavier numérique, ni de télécommande à infrarouge, ni de prise « casque ». Il s'agit donc bien du modèle le plus simple. Il est toutefois capable d'assumer toutes les fonctions auxquelles on est habitué avec un tourne-disque analogique, mais avec un confort de manipulation très supérieur.
Comme toujours, Nakamichi a prêté une attention toute particulière à l'esthétique de son lecteur dont la sobriété (il est de couleur noir anodisé) et l'élégance sont indéniables. Une fenêtre laisse voir un afficheur fluorescent de couleur jaune, très complet, qui fournit les

NAKAMICHI OMS-5



Un oscillogramme désormais classique : celui donnant la réponse aux signaux carrés d'un lecteur de CD à filtre numérique. Ici, il n'y a pas de filtre analogique ou plus exactement le filtre analogique est d'ordre faible et sa fréquence de coupure est lointaine. L'échelle verticale est de 1 V/division et l'horizontale de 0,2 ms/division.



Cet oscillogramme montre la réponse impulsionnelle du lecteur de CD Nakamichi. Nous avons ici une impulsion négative tandis que la majorité des autres lecteurs de CD donne une impulsion positive. L'échelle verticale est de 1 V par division, l'échelle horizontale de 100 μs par division.

rieure à celle que nous avons rencontrée précédemment sur d'autres lecteurs à suréchantillonnage utilisant les mêmes circuits numériques.

– Le temps de montée est de 18 μs. Il s'agit là d'une caractéristique spécifique des lecteurs à filtrage numérique ; ceux à filtre conventionnel ont un temps de montée plus long.

– Nous avons, bien entendu, lu les disques tests présentant des défauts : tous ces défauts sont escamotés, en douceur, par l'appareil.

– Une donnée intéressante pour l'utilisateur est le temps d'accès d'une plage à l'autre. Nous n'avons pas fait de statistique, car ce temps dépend aussi des disques : il arrive que le lecteur ait du mal à trouver le début d'une plage... Nous avons chronométré ici un temps de 2 secondes environ pour passer d'une plage à l'autre (disque de variété), tandis que pour passer d'un bout du disque à l'autre, il nous a fallu une fois un peu moins de 6 secondes et une autre un peu moins de 5 secondes.

– L'oscillogramme de la réponse aux signaux carrés montre une image à laquelle nous sommes maintenant habitués.

– Pour la réponse impulsionnelle, on notera que la polarité de l'impulsion de sortie est de phase opposée à celle de la plupart des lecteurs du commerce...

– La courbe de réponse en fréquence, nous l'avons déjà rencontrée, pratiquement sur tous les lecteurs de CD utilisant les circuits Philips. On note ici une lente chute de l'aigu, chute de très faible amplitude et les ondulations classiques.

– La courbe de diaphonie montre les excellentes prestations, la remontée aux fréquences les plus hautes existe mais elle est d'une amplitude limitée.

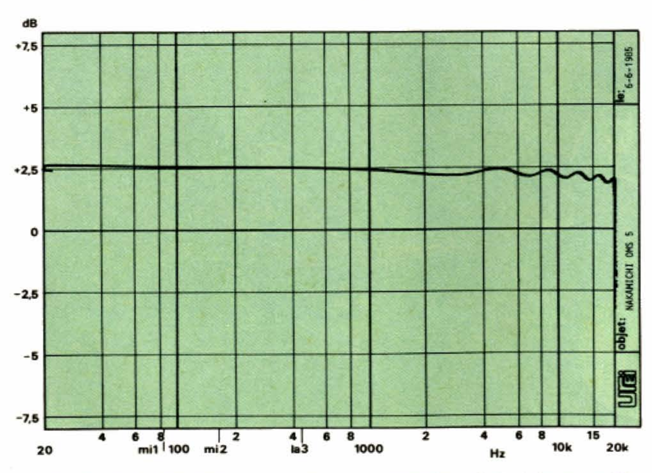
– Les essais pratiques nous montrent que l'appareil est d'une grande docilité. Nous lui reprocherons un manque de « nervosité » à l'ouverture du tiroir. A part ça, rien à signaler, l'accès aux différentes plages est assez rapide, même pour les disques qui comportent un grand nombre de plages.

CONCLUSIONS

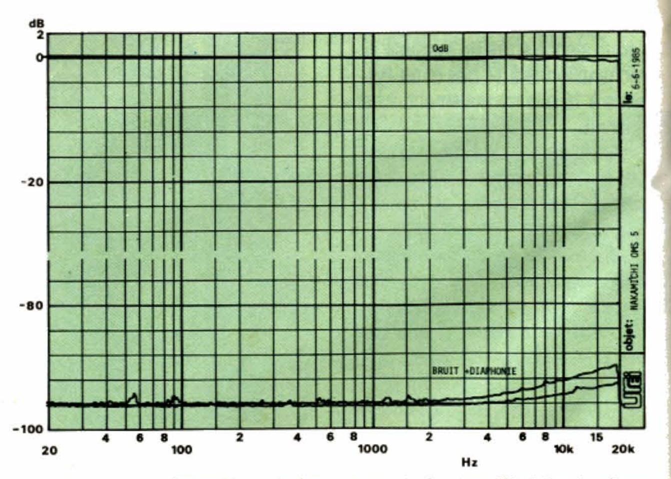
L'OMS-5 nous paraît être un excellent lecteur de disques numériques. Ce n'est pas un appareil de haut de gamme et si nous sommes légèrement déçus ce n'est pas à cause des performances, qui nous satisfont pleinement, mais parce que Nakamichi nous a habitués à un petit « plus » que nous n'avons pas trouvé ici.

Nous allions oublier de signaler que l'appareil est équipé d'une prise qui permettra, dans quelque temps, de l'associer à d'autres éléments.

E. LEMERY



Ce relevé de courbe de réponse est celui des deux voies, gauche et droite du lecteur de CD Nakamichi OMS 5. On peut penser que nous n'avons effectué qu'un seul tracé tellement la superposition des deux traces est bonne. On note ici une légère diminution de niveau de l'aigu et les oscillations traditionnelles en haut de la bande, le constructeur annonce une bande passante tenant dans ± 0,5 dB, le contrat est tenu.

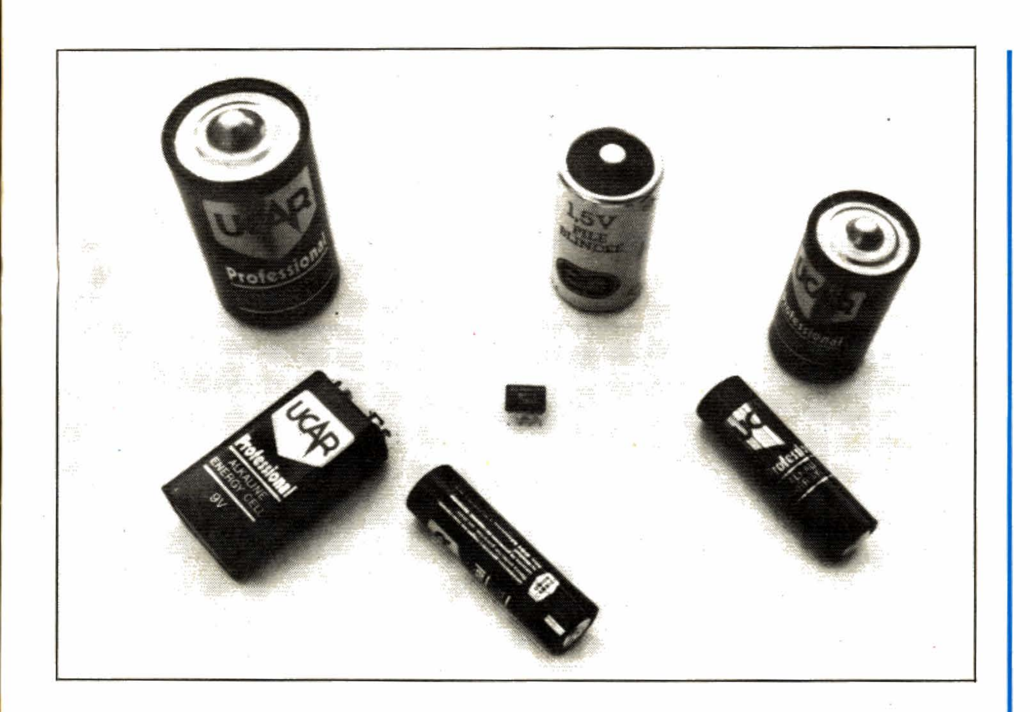


Courbe de diaphonie. – Ce graphique relevé sur le lecteur OMS-5 donne l'évolution du mélange bruit de fond + signal de diaphonie en fonction de la fréquence. On remarquera (surtout sur l'original) que l'une des voies est plus silencieuse que l'autre et ne présente pratiquement aucun accident. De très bons résultats avec une remontée très limitée dans l'aigu.



DES CONVERTISSEURS DE TENSION SANS BOBINAGE

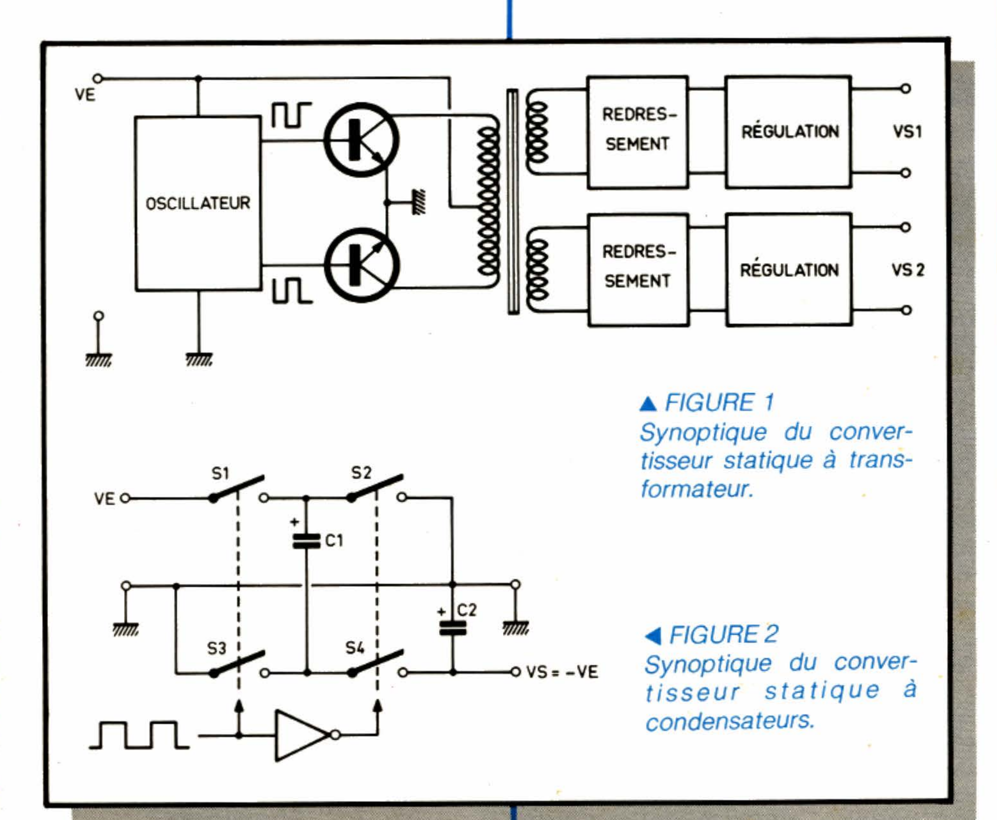
Alors qu'un simple transformateur suffit pour obtenir n'importe quelle tension lorsque l'on utilise du courant alternatif, le problème se complique sérieusement en continu. En effet, s'il est relativement facile d'abaisser une tension continue au moyen d'une simple résistance ou d'un régulateur électronique intégré ou non, il est beaucoup plus délicat d'élever une telle tension ou encore de la changer de polarité. Un circuit intégré assez récent, l'ICL 7660 d'Intersil, permet de résoudre une partie de ces problèmes ainsi que nous allons le voir maintenant.



Quelques rappels

Sans vouloir entrer trop dans les détails, rappelons qu'il existe trois méthodes principales de conversion de tension continue. La première, de mise en œuvre lourde, est celle que l'on rencontre dans de nombreux convertisseurs statiques de puissance pour la simple raison que c'est la seule capable de fournir plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines de watts. Son synoptique fonctionnel vous est présenté figure 1.

La tension continue à convertir alimente un oscillateur qui commande deux transistors de puissance (ou plus) chargés par le primaire d'un transformateur. Ces transistors appliquent ainsi à ce transformateur des signaux rectangulaires d'amplitude crête à crête



▲ *FIGURE 1*
Synoptique du convertisseur statique à transformateur.

◀ *FIGURE 2*
Synoptique du convertisseur statique à condensateurs.

égale à la tension continue et de fréquence dépendant de l'oscillateur. En d'autres termes, nous fabriquons une tension alternative à partir de notre tension continue. Du fait de la présence du transformateur, n'importe quelles tensions peuvent être obtenues sur son secondaire, où il ne reste plus alors qu'à les redresser et, si nécessaire, à les réguler pour obtenir à nouveau du continu.

Le fonctionnement d'un tel montage est satisfaisant et de bons rendements peuvent être atteints sans trop de difficultés ; la mise en œuvre par contre nécessite de nombreux composants et, bien souvent, un transformateur spécial si l'on veut fonctionner à fréquence élevée afin de diminuer l'encombrement de ce dernier.

Lorsqu'une puissance moindre est nécessaire, les schémas d'alimentations à découpage sont utilisables, car ces dernières sont également capables de faire de l'élévation de tension ou du changement de polarité sans trop de difficulté. Même si cela diffère un peu du principe de conversion exposé ci-avant, cette solution reste d'une mise en œuvre assez délicate et passe aussi par l'utilisation de bobinages dont l'approvisionnement n'est pas toujours facile.

Si une puissance relativement faible suffit, ce qui est souvent le cas dans nombre de montages électroniques faisant appel à des circuits intégrés LSI (circuits intégrés à grande échelle) qui nécessitent plusieurs tensions d'alimentation, une autre solution existe et fait appel à des condensateurs et à des commutateurs électroniques (généralement des transistors de puissance). Le synoptique de cette troisième méthode vous est présenté figure 2 avec l'exemple très particulier du changement de polarité d'une tension continue. Le fonctionnement de ce montage est le suivant. Initialement S_1 et S_3 sont fermés et S_2 et S_4 sont ouverts, le condensateur C_1 se charge sous la tension VE, le pôle positif se trouvant du côté de S_1. A la phase suivante, S_1 et S_3 sont ouverts et S_2 et S_4 sont fermés. C_1 se décharge alors dans C_2, ce qui charge C_2 mais, du fait du mode de connexion des interrupteurs et des condensateurs, le pôle positif de C_2 se retrouve du côté de la masse. En d'autres termes, la tension présente en VS est négative par rapport à la masse et égale en valeur absolue à la tension d'entrée (en supposant bien sûr que les composants n'ont pas de perte, ce qui n'est vrai qu'en théorie). Comme le suggère la figure 2, les commutateurs sont des transistors commandés à fréquence élevée par un oscillateur et un inverseur.

Si ce principe fonctionne très bien, il est par contre incapable de fournir beaucoup de puissance puisqu'il repose essentiellement sur les charges emmagasinées dans des condensateurs. Il est cependant très utile dans les applications présentées ci-avant (circuits intégrés LSI) ainsi que dans les micro-ordinateurs pour produire à partir du 5 V les classiques tension + et – 12 V utilisées pour les liaisons RS 232.

FIGURE 3

PARAMETRES	Min	Typ.	Max	Unités	CONDITIONS
Courant d'alimentation	–	170	500	µA	sans charge
Tension d'alimentation	3,0	–	6,5	V	sans diode Dx
Tension d'alimentation	1,5	–	3,5	V	patte 6 à la masse
Tension d'alimentation	3,0	–	10	V	avec diode Dx
Résistance de sortie		55	100	Ω	courant de sortie = 20 mA
Fréquence oscillateur		10		kHz	
Efficacité de conversion en puissance	95	98		%	charge de 5 kΩ
Efficacité de conversion en tension	97	99,9		%	sans charge

Caractéristiques principales de l'ICL 7660.

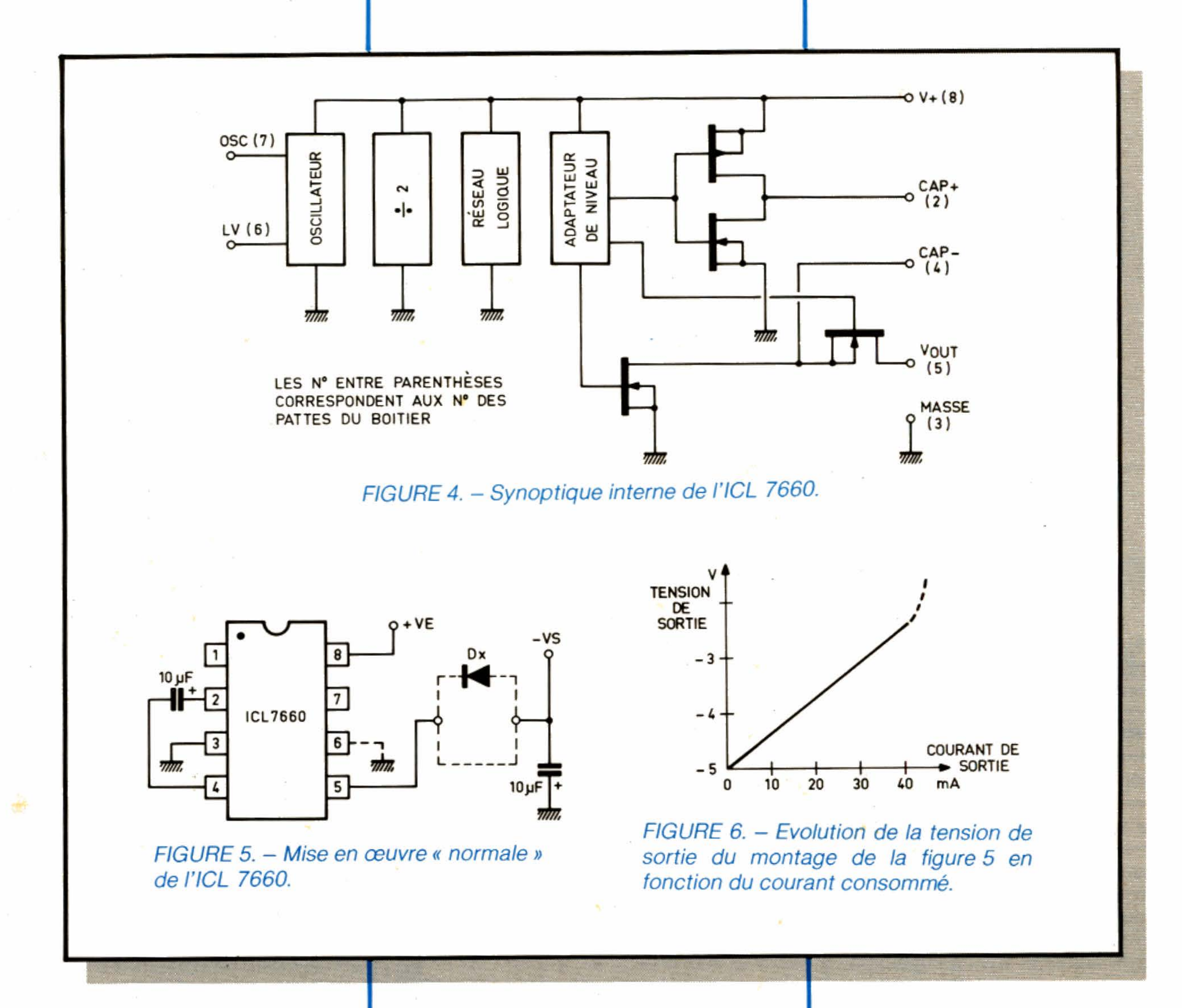


FIGURE 4. – Synoptique interne de l'ICL 7660.

FIGURE 5. – Mise en œuvre « normale » de l'ICL 7660.

FIGURE 6. – Evolution de la tension de sortie du montage de la figure 5 en fonction du courant consommé.

L'ICL 7660 d'Intersil

Ce circuit intégré, introduit sur le marché depuis environ trois ans, est présenté en boîtier DIL ou en boîtier rond TO 99 à 8 pattes et regroupe toutes les fonctions d'un convertisseur statique à condensateur de faible puissance. La figure 3 présente les caractéristiques principales données dans la fiche technique, caractéristiques qui ne doivent pas être considérées comme limitatives puisque nous allons voir que,grâce à des techniques de montage particulières, il est possible de dépasser le courant et la tension de sortie maximaux indiqués, sans difficulté.

A titre d'information, le synoptique interne de ce circuit vous est présenté figure 4. Nous y trouvons un oscillateur suivi d'un diviseur par 2 et d'un réseau logique. Ce réseau logique commande, *via* des convertisseurs de niveaux, des transistors MOS qui ne sont rien d'autre que nos interrupteurs S_1 à S_4 de la figure 2.

Utilisation normale de l'ICL 7660

L'utilisation normale de l'ICL 7660 est celle qui consiste à produire une tension égale à sa tension d'alimentation mais de polarité opposée par rapport à la masse. Le schéma de mise en œuvre du circuit est extrêmement simple comme le confirme la figure 5.

Si la tension d'alimentation de l'ICL 7660 est inférieure à 3,5 V, la patte 6 du circuit doit être connectée à la masse. Elle doit être laissée en l'air dans tous les autres cas.

La diode Dx, qui peut être un modèle au germanium si vous voulez minimiser les pertes ou un modèle au silicium dans le cas contraire, n'est nécessaire que pour des tensions d'alimentation supérieures à 6,5 V. Pour les tensions inférieures, elle est remplacée par un court-circuit. Toute diode au silicium à usage général convient, comme les classiques 1N914 ou 1N4148. Si vous voulez du germanium, une AA119, OA95 ou équivalent convient.

En l'absence de diode, la tension de sortie VS est égale à – VE, alors qu'en présence de diode elle est égale à –(VS–VD) où VD est la tension de seuil de la diode (0,6 V environ pour le silicium et 0,3 V environ pour le germanium).

A titre d'exemple, un tel montage alimenté sous 5 V fournit – 4,3 V lorsqu'on lui fait débiter un courant de 10 mA, la tension de sortie se rapprochant graduellement de – 5 V lorsque le courant consommé diminue. La

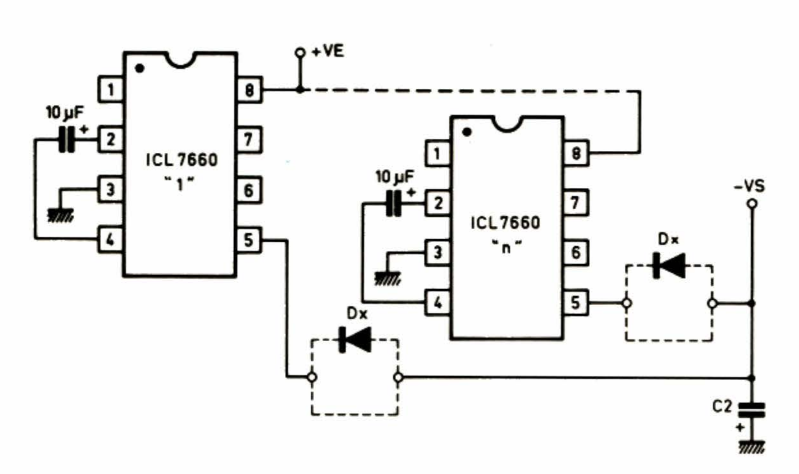


FIGURE 7. – Mise en parallèle de plusieurs circuits pour augmenter le courant de sortie.

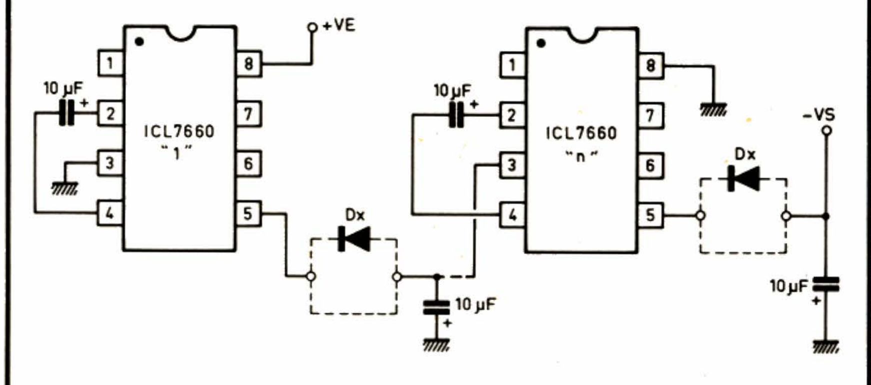
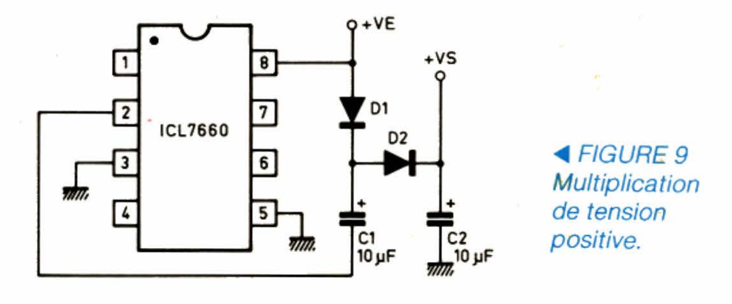


FIGURE 8. – Mise en série de plusieurs circuits pour augmenter la tension de sortie.



◄ FIGURE 9 Multiplication de tension positive.

courbe de la figure 6 montre l'évolution de la tension de sortie en fonction de cette variation du courant consommé.

Cette courbe peut d'ailleurs être retrouvée facilement par le calcul en sachant que la résistance interne de l'ICL 7660 dans ce type de montage est d'environ 70 Ω.

Courant de sortie plus important

Pour obtenir un courant de sortie plus important que ce que peut fournir le montage de la figure 5, il est possible de monter les ICL 7660 en parallèle selon les indications de la figure 7. Sur cette figure, les diodes en pointillés sont identiques à celle de la figure 5 et doivent être employées dans les mêmes conditions. La résistance interne d'un tel montage est donnée, en première approximation, par la relation : résistance de sortie du 7660/N où N est le nombre de circuits connectés en parallèle. Le condensateur C_2 doit être égal à N × 10 µF.

Compte tenu du coût et de la place occupée par les circuits, cette mise en parallèle n'est raisonnable que jusqu'à un maximum d'une dizaine de boîtiers. Pour des courants encore plus importants, il est préférable de faire appel à d'autres méthodes de conversion.

Tension de sortie plus importante

De même qu'il est possible d'augmenter le courant de sortie de l'ICL 7660 en mettant plusieurs circuits en parallèle, il est possible d'augmenter sa tension de sortie en mettant plusieurs circuits en série comme de vulgaires piles. La figure 8 montre comment il faut procéder pour y parvenir. Les diodes s'utilisent dans les mêmes conditions que celles décrites lors de la présentation de la figure 5. La tension de sortie finale est égale à N × VE, où N est le nombre de circuits utilisés, nombre qui ne doit pas, ici aussi, dépasser la valeur raisonnable de 10. Si les diodes sont utilisées (c'est-à-dire si VE est supérieure à 6,5 V), la formule donnant la tension de sortie devient VS = – N (VE – VD), où VD est la tension de seuil des diodes. La résistance interne d'une telle combinaison est approximativement égale à N fois la résistance interne d'un seul circuit.

Multiplication de tension positive

Jusqu'à présent nous n'avons utilisé l'ICL 7660 que pour produire des changements de polarités de tensions. Il est également possible, moyennant l'ajout de quelques composants externes, de lui faire générer une tension de sortie positive. La figure 9 montre un exemple de fabrication de + 9 V à partir d'une alimentation + 5 V.

Dans ce genre de montage, la tension de sortie est donnée par la relation VS = 2 × VE – 2 × VD, où VD est le seuil des diodes qu'il est préférable de choisir au germanium pour minimiser les pertes. Sur la maquette réalisée en suivant ce schéma, une résistance de sortie de l'ordre de 60 Ω a été obtenue pour une tension d'alimentation de 5 V et un courant de sortie de 10 mA.

Tensions positive et négative simultanées

L'ICL 7660 a plus d'un tour dans son sac ; en effet, il est possible de lui faire générer simultanément une tension de sortie positive égale environ au double de sa tension d'alimentation ainsi qu'une tension négative égale, en valeur absolue, à sa tension d'alimentation. La circuiterie à mettre en œuvre pour ce faire reste relativement simple comme le montre la figure 10. La diode DX est celle déjà vue dans les schémas précédents pour les tensions d'alimentation supérieures à 6,5 V, tandis que les deux autres diodes seront avantageusement des modèles au germanium, comme dans le schéma de la figure 9. La valeur de la tension positive est donnée par la même relation que dans le cas de la figure 9 ci-avant, tandis que la tension négative est égale à la tension d'alimentation diminuée de la tension de seuil de la diode DX si elle existe (cette partie du montage fonctionne en fait comme celui de la fig. 5). Les résistances de sortie des deux sources de tension ainsi créées sont un peu plus élevées que dans le cas de montages monotension, mais cela reste acceptable pour alimenter, par exemple, des circuits intégrés MOS à grande échelle dont la consommation est souvent très faible.

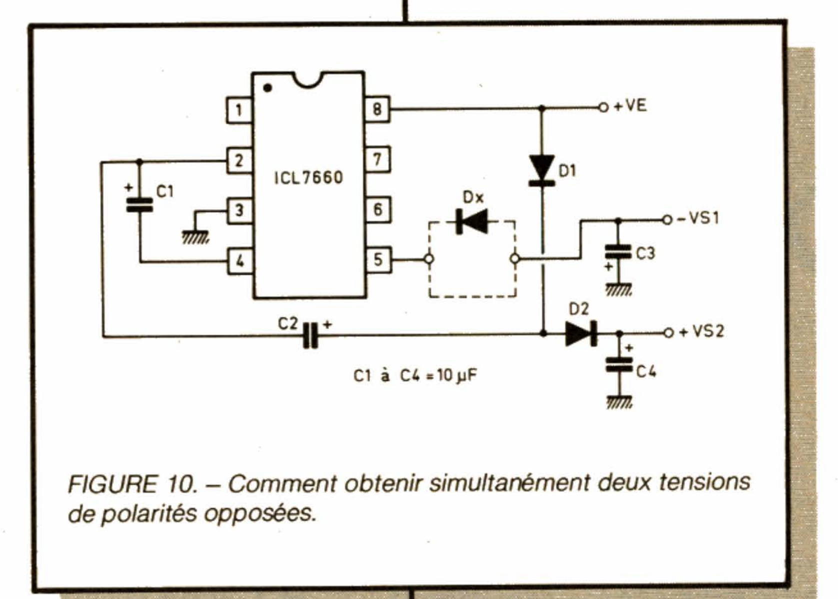


FIGURE 10. – Comment obtenir simultanément deux tensions de polarités opposées.

Bibliographie

Les schémas et spécifications techniques utilisés dans cet article sont extraits de la fiche technique de l'ICL 7660 éditée par Intersil.

Conclusion

D'autres applications de l'ICL 7660 sont envisageables et sont décrites dans des notes d'applications spécialisées. Nous n'en parlons pas dans le cadre de cet article car, à trop s'éloigner de la fonction première d'un circuit, on finit par lui enlever une grande partie de son intérêt propre. Nous avons donc volontairement limité cette présentation aux applications typiques de l'ICL 7660 qui sont déjà fort nombreuses. Nous souhaitons vous avoir fait découvrir un circuit original dont les domaines d'utilisation sont très vastes. Les schémas proposés dans cet article ne sont pas accompagnés de dessin de circuit imprimé, car ils sont tous voués à être intégrés dans des montages plus conséquents sur le circuit imprimé desquels ils prendront alors place facilement.

C. TAVERNIER

L'ICL 7660, un petit circuit aux possibilités importantes.

ELEMENTS DE FILTRAGE NUMERIQUE

(Suite voir n° 1717)

Quelques exemples simples

Avant d'aborder l'étude de méthodes de calcul plus efficaces, nous traiterons quelques problèmes très simples, dont la solution s'obtient directement à partir des principes élémentaires.

1° Un très modeste filtre itératif : son schéma de principe est donné figure 1, où il convient pour l'instant de n'attacher aucune signification mathématique au symbole Z^{-1}, qui caractérise seulement un registre stockant la valeur de x_{n-1}, c'est-à-dire retardant de θ l'échantillon présenté au multiplicateur K_2.

L'équation fonctionnelle du filtre vérifie donc (pour toutes valeurs de n) :

$$y_n = K_1 . x_n + K_2 . x_{n-1}.$$

a) Réponse à l'impulsion unitaire discrète : la suite h(n) est ici très courte :

$$\{h(n)\} = \{K_1, K_2, 0, 0, 0...\}$$

b) Réponse à un signal sinusoïdal de pulsation ω, par exemple $s(t) = \sin \omega t$ (appliqué à t = 0), donnant la suite :

$$\{s(n)\} = \{0, \sin \frac{\omega}{F_e}, \sin \frac{2\omega}{F_e}, \sin \frac{3\omega}{F_e}, ... \sin \frac{i\omega}{F_e} ...\}$$

(i étant un entier positif quelconque). En conséquence, l'expression de y_n, au temps :

$$n\theta = \frac{n}{F_e}$$

est :

$$y_n = K_1 \sin \frac{n\omega}{F_e} + K_2 \sin \frac{(n-1)\,\omega}{F_e}$$

Nous poserons :

$$\frac{\omega}{F_e} = \omega', \; 0 < \omega' < \pi$$

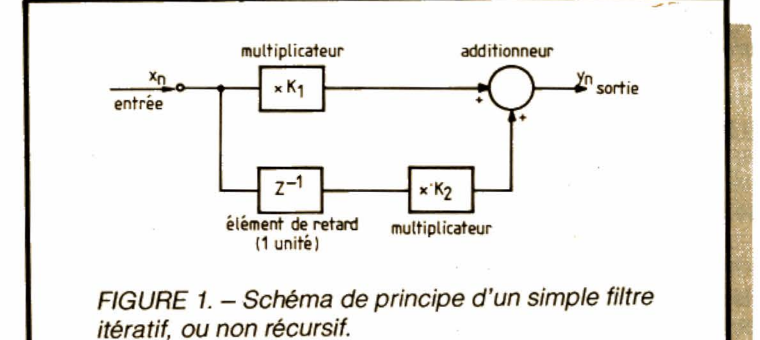


FIGURE 1. – Schéma de principe d'un simple filtre itératif, ou non récursif.

pour vérifier la condition de Nyquist (ω' est un nombre, sans dimension).

$$y_n = K_1 \sin n\,\omega' + K_2 \sin (n-1)\,\omega'$$

$$\sin (n-1)\,\omega' = \sin n\,\omega' \cos \omega' - \cos n\,\omega' \sin \omega'$$

donc :

$$y_n = (K_1 + K_2 \cos \omega') \sin n\,\omega' - K_2 \sin \omega' \cos n\,\omega'$$

Selon l'usage, nous introduisons un angle φ, $(0 \leqslant \varphi \leqslant \pi)$, tel que :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{K_2 \sin \omega'}{K_1 + K_2 \cos \omega'}$$

donc

$$\frac{K_2 \sin \omega'}{\sin \varphi} = \frac{K_1 + K_2 \cos \omega'}{\cos \varphi}$$

et

$$\frac{K_2^2 \sin^2 \omega'}{\sin^2 \varphi} = \frac{(K_1 + K_2 \cos \omega')^2}{\cos^2 \varphi} = \frac{K_1^2 + K_2^2 + 2K_1 K_2 \cos \omega'}{1}$$

$\sin \omega'$ et $\sin \varphi$ étant ici positifs,

$$\frac{K_2 \sin \omega'}{\sin \varphi}$$

a le signe de K_2 et nous déduisons :

$$\frac{K_2 \sin \omega'}{\sin \varphi} = \frac{K_1 + K_2 \cos \omega'}{\cos \varphi} = \frac{K_2}{|K_2|} \sqrt{K_1^2 + K_2^2 + 2K_1 K_2 \cos \omega'}$$

($K_2/|K_2|$ a pour valeur absolue 1, avec le signe de K_2.)

$$y_n = \frac{K_2}{|K_2|} \sqrt{K_1^2 + K_2^2 + 2K_1K_2 \cos \omega'} \; [\sin n\omega' \cos \varphi - \sin \varphi \cos \omega']$$

$$y_n = \frac{K_2}{|K_2|} \sqrt{(K_1 + K_2)^2 - 4K_1 K_2 \sin^2 \frac{\omega'}{2}} \; \sin \left(\frac{n}{F_e}\,\omega - \varphi\right)$$

Donc, y_n résulte de l'échantillonnage aux temps 0, θ, 2θ,... du signal (fig. 2 et 3).

$$y(t) = \frac{K_2}{|K_2|} \sqrt{(K_1 + K_2)^2 - 4K_1 K_2 \sin^2 \frac{\omega'}{2F_e}} \; \sin (\omega t - \varphi) \quad (1)$$

Cas particuliers

1° $K_1 = K_2 = \frac{1}{2}$

$$\frac{K_2}{|K_2|} = 1, \sqrt{(K_1 + K_2)^2 - 4K_1 K_2 \sin^2 \frac{\omega'}{2}} = \cos \frac{\omega'}{2} = \cos \frac{\omega}{2F_e}$$

$\frac{\omega'}{2} < \frac{\pi}{2}$ entraîne $\cos \frac{\omega'}{2} > 0$

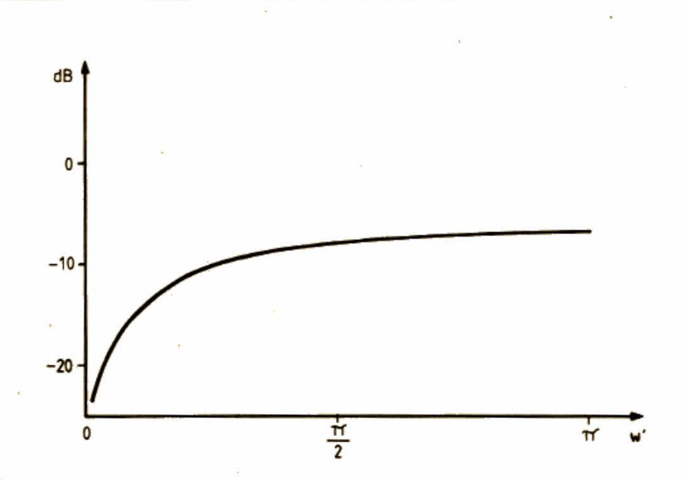


FIGURE 2. – Courbe de réponse en amplitude (signal sinusoïdal) d'un filtre selon la figure 1, établie en fonction de ω' dans l'une de ses utilisations les plus intéressantes (lorsque $K_2 < 0$) ; ici $K_1 = 1$ et $K_2 = -0{,}993$, où l'on obtient une courbe de réponse croissant pratiquement de 6 dB par octave, sur une grande partie de son développement. Le tracé fut effectué en abscisses linéaires, afin de s'affranchir de l'influence de F_e. Ici, si $F_e = 44\,000$ Hz, avec les valeurs choisies, la montée commence pratiquement à partir de 50 Hz. Les valeurs de ω' étant très faibles (7.10^{-3} pour 50 Hz, 14.10^{-2} pour 1 kHz) justifient l'approximation sin ω'/2 (exprimé en radian) confondu avec ω'/2, l'amplitude devenant

$\alpha = |1 - K_2| \sqrt{1 + [K_2/(1-K_2)^2]\,\omega'^2}$

met en lumière la croissance à 6 dB/octave pratiquement jusqu'à 5 000 Hz.

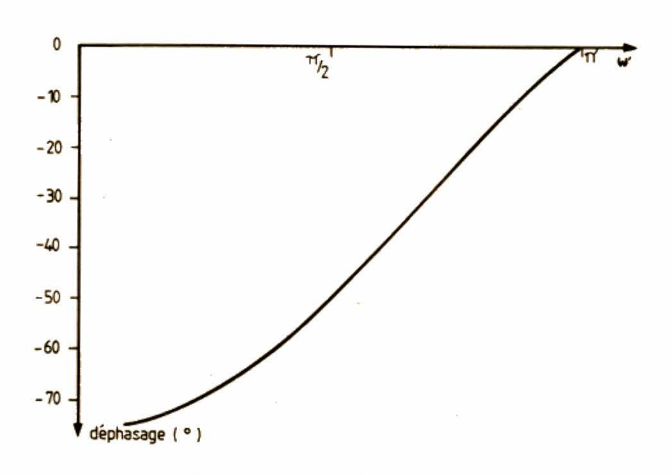


FIGURE 3. – Variation de la phase en fonction de ω' dans les conditions de la figure 2. La linéarité de la courbe révèle la constance du temps de propagation de groupe, hautement désirable.

$$\operatorname{tg}\varphi = \operatorname{tg}\frac{\omega'}{2}, \ \varphi = \frac{\omega'}{2}$$

Donc (fig. 4) :

$$y(t) = \cos\frac{\omega'}{2}\sin\left(\omega t - \frac{\omega'}{2}\right)$$

$$y(t) = \cos\frac{\omega}{2F_e}\sin\left(\omega t - \frac{\omega}{2F_e}\right)$$

2° $K_1 + K_2 = 0$, $K_1 > 0$, $K_2 < 0$

$$\frac{K_2}{|K_2|} = -1 \text{ et } K_1 = -K_2$$

$$K_1^2 + K_2^2 + 2K_1K_2\cos\omega'$$
$$= 2K_1^2(1 - \cos\omega')$$
$$= 4K_1^2\sin^2\frac{\omega'}{2}$$
$$\left(\frac{\omega'}{2} < \frac{\pi}{2} \text{ et } \sin\frac{\omega'}{2} > 0\right)$$

Donc :

$$y(t) = -2K_1\sin\frac{\omega'}{2}\sin(\omega t - \varphi)$$

ou

$$y(t) = +2K_1\sin\frac{\omega}{2Fe}\sin(\omega t + \pi - \varphi)$$

De plus :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-K_1\sin\omega'}{K_1(1-\cos\omega')} =$$
$$-\operatorname{cotg}\frac{\omega'}{2} = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\omega'}{2}\right)$$

et

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \frac{\omega'}{2}$$

Finalement (fig. 5) :

$$y(t) = 2K_1\sin\frac{\omega}{2Fe}\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \frac{\omega}{2Fe}\right)$$

Dans l'un et l'autre cas, il existerait, s'il était possible, un zéro, c'est-à-dire une fréquence annulée. D'autre part, dans les deux cas :

$$\begin{cases} y(t) = 2K_1\sin\frac{\omega}{2Fe}\cos\left(\omega t - \frac{\omega}{2Fe}\right) \\ y(t) = \cos\frac{\omega}{2Fe}\sin\left(\omega t\frac{\omega}{2Fe}\right) \end{cases}$$

Le déphasage est proportionnel à ω, le temps de propagation de groupe est constant ; donc transitoires parfaits. Les circuits sont évidemment stables.

2° Un simple filtre récursif (schéma de principe figure 6, avec les mêmes notations qu'en figure 1).

Ce filtre vérifie la relation fonctionnelle :

$$y_n = x_n + K\,y_{n-1}$$

a) Réponse à l'impulsion unitaire discrète :

Normalement $h_{-1} = 0$ (sortie nulle avant application de l'impulsion), on trouve sans peine :
$h_0 = 1, h_1 = K, h_2 = K^2, h_3 = K^3...$
ou
$\{h(n)\} = \{1, K, K^2, K^3, ... K^n...\}$

La suite $\{h(n)\}$ possède une infinité de termes et, si $|K| > 1$, $|K^n| \to \infty$ avec n, le circuit est donc instable ; d'où condition initiale $|K| \leqslant 1$ obligatoire.

b) Réponse au signal sinusoïdal
$y(t) = \cos \omega t$

Ce signal est appliqué au temps t = 0. Comme plus haut, en posant $\omega/Fe = \omega'$ ($\omega' < \pi$), nous avons la suite $\{s(n)\}$:
$\{s(n)\} = \{1, \cos \omega', \cos 2\omega', \cos 3\omega'...\}$

Les règles de la convolution discrète appliquées aux suites $\{h(n)\}$ et $\{s(n)\}$, donnent très simplement :

$$y_n = \cos n\omega' + K \cos (n-1)\omega' + K^2 \cos (n-2)\omega' + ... + K^{n-2} \cos 2\omega' + K^{n-1} \cos \omega' + K^n$$

Le calcul de y_n est facilité, si l'on introduit :

$$y'_n = \sin n\omega' + K \sin (n-1)\omega' + K^2 \sin (n-2)\omega'...$$

pour former : $y_n + j\,y'_n$, en tenant compte de $\cos p\omega' + j \sin p\omega' = e^{jp\omega'}$. Cela donne :

$$y_n + j\,y'_n = K^0 e^{jn\omega'} + K^1 e^{j(n-1)\omega'} + K^2 e^{j(n-2)\omega'}... + K^{n-2} e^{j2\omega'} + K^{n-1} e^{j\omega'} + K^n$$

Il apparaît une progression géométrique de n+1 termes, de base $e^{+jn\omega'}$, et de raison $K\,e^{-j\omega'}$. Nous avons alors :

$$y_n + jy'_n = \frac{e^{jn\omega'}\,[K^{n+1} e^{-j(n+1)\omega'} - 1]}{K\,e^{-j\omega'} - 1}$$

dont y_n représente la partie réelle.

$$y_n + j\,y'_n = \frac{K^{n+1} e^{-j\omega'} - e^{jn\omega'}}{K\,e^{-j\omega'} - 1}$$

$$y_n + jy'_n = \frac{(\cos n\omega' - K^{n+1} \cos \omega') + j\,(\sin n\,\omega' + K^{n+1} \sin \omega')}{(1 - K \cos \omega') + j\,K \sin \omega'}$$

Multipliant haut et bas par le conjugué du dénominateur $(1 - K \cos \omega') - jK \sin \omega'$, on obtient :

$$\frac{(1 - K \cos \omega') \cos n\,\omega' + K \sin \omega' \sin n\,\omega' + K^{n+1} \cos \omega' + K^{n+2}}{1 - 2\,K \cos \omega' + K^2}$$

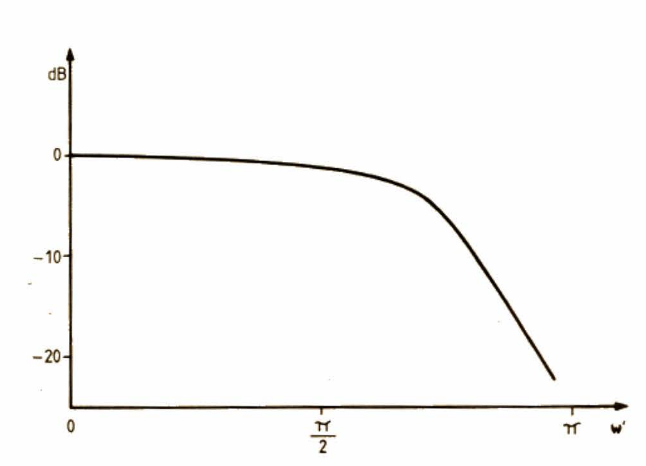


FIGURE 4. – Courbe de réponse du filtre schématisé figure 1 pour $K_1 = K_2 = 1/2$. Cette fois, ce sont les fréquences élevées qui sont atténuées.

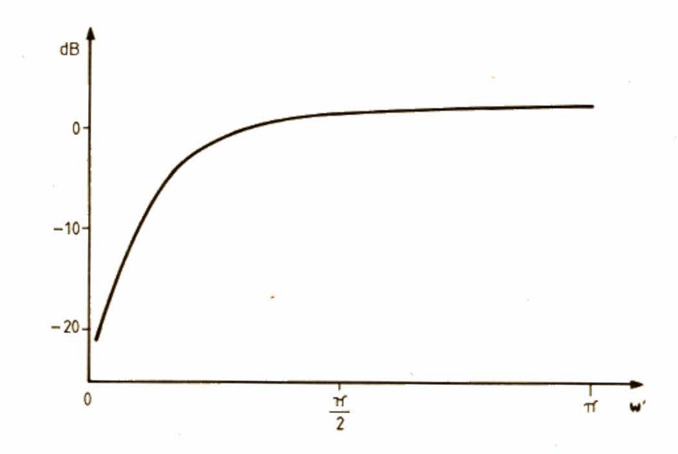


FIGURE 5. – Courbe similaire à celle de la figure 2 quand $K_1 + K_2 = 0$, avec $K_2 < 0$.

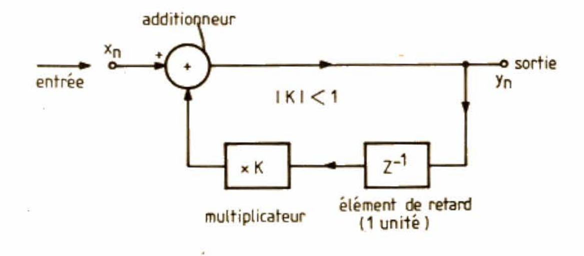


FIGURE 6. – Schéma de principe d'un simple filtre récursif (la stabilité exige $|K| < 1$).

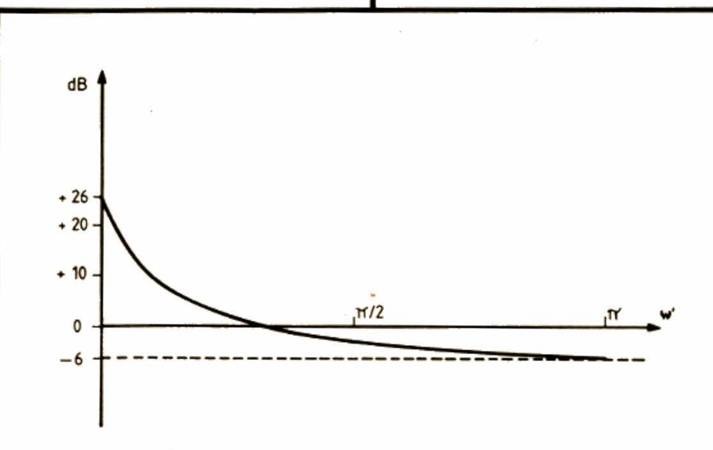


FIGURE 7 – Courbe de réponse du filtre de la figure 6 (signal sinusoïdal) avec K = 0,95. Cette fois, atténuation (pratiquement 6 dB/octave) à partir de la fréquence 0.

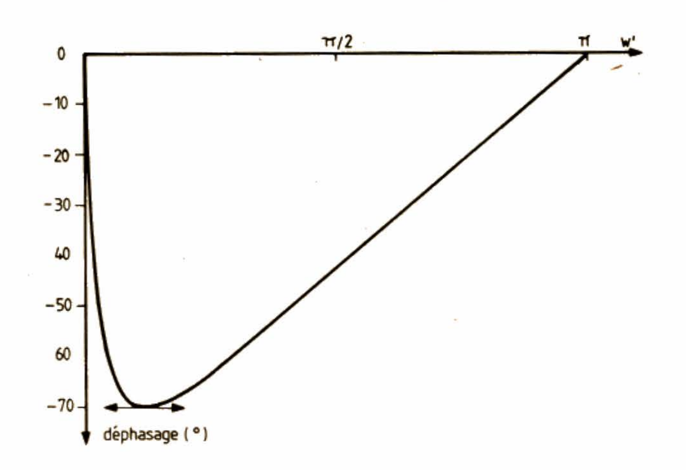


FIGURE 8. – Variation de phase du filtre de la figure 7 ; caractéristique d'un filtre récursif, en raison du pôle de la fonction de transfert (voir formule 2).

Posons :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{K \sin\omega'}{1 - K\cos\omega'},\ 0 < \varphi < \pi$$

nous en déduisons :

$$\frac{K\sin\omega'}{\sin\varphi} = \frac{1 - K\cos\omega'}{\cos\varphi}$$

$$= \frac{K}{|K|}\sqrt{1 - 2K\cos\omega' + K^2}$$

Puisque nous nous intéressons seulement au régime permanent du filtre, avec $|K| < 1$, dès que n est assez grand les deux termes finals sont négligeables (si Fe ≐ 10 kHz, n + 1 = 1001, en 1/10 s et si K = 0,95, $0{,}95^{1001} \simeq 5.10^{-23}$

Finalement :

$$y_n \simeq \frac{\frac{K}{|K|}\cos(n\omega' - \varphi)}{\sqrt{1 + K^2 - 2K\cos\omega'}}$$

$$y_n \simeq \frac{K}{|K|} \cdot \frac{\cos\frac{n\omega}{F_e} - \varphi}{\sqrt{1 + K^2 - 2K\cos\frac{\omega}{F_e}}}$$

La suite stable des y_n correspond (fig. 7 et 8) aux échantillonnages de la fonction :

$$y(t) = \frac{K}{|K|}\ \frac{\cos(\omega t - \varphi)}{\sqrt{1 + K^2 - 2K\cos\frac{\omega}{F_e}}} \quad (2)$$

avec :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{K\sin\omega/Fe}{1 - K\cos\omega/Fe},\ 0 < \varphi < \pi$$

(cette fois, il existe une fréquence, d'ailleurs complexe où l'amplitude de y(t) tendrait vers ∞ ; ce filtre possède un pôle).

3° Ebauche pour un réglage de timbre

Selon Yoshimutsu Hirata (J.A.E.S., mai 1981), nos deux circuits élémentaires (1°) et (2°) accouplés peuvent constituer l'ossature d'un réglage de timbre, au-dessous de 500 Hz, par exemple (fig. 10).

Avec de nouvelles notations déduites des précédentes, le module du signal de sortie s'écrit :

$$\alpha = \sqrt{\frac{(1-A)^2 + 4A\sin^2\frac{\omega'}{2}}{(1-B)^2 + 4B\sin^2\frac{\omega'}{2}}}$$

Or $\omega' = \omega/F_e$ (ω pulsation du signal) est très petit ; car ici :

$$\frac{\omega}{2\pi} \ll \frac{Fe}{2}$$

Par exemple, aux fréquences inférieures à 500 Hz et Fe = 44 kHz, ω' est toujours inférieur à 0,07 rad ; nous sommes largement fondés à confondre sin ω'/2 avec ω'/2 (sin 0,035 rad = 0,03499), et écrire :

$$\alpha = \sqrt{\frac{(1-A)^2 + A\omega'^2}{(1-B)^2 + B\omega'^2}}$$

a) Si A = B = 0, α = 1 quel que soit ω' : réponse indépendante de la fréquence.

b) Supposons A ≠ 1, B ≠ 1

$$\alpha = \left|\frac{1-A}{1-B}\right| \sqrt{\frac{1 + \frac{A}{(1-A)^2}\omega'^2}{1 + \frac{B}{(1-B)^2}\omega'^2}} \quad (3)$$

Si ω' ≃ 0, le gain numérique :

$$\alpha \simeq \left|\frac{1-A}{1-B}\right|$$

D'autre part, le numérateur de (3) donnerait, asymptotiquement, une réponse croissant de 6 dB par octave, dès que :

$$\frac{A}{(1-A)^2}\,\omega_0'^2 = 1$$

alors que le dénominateur, dans les mêmes conditions, entraînerait une ré-

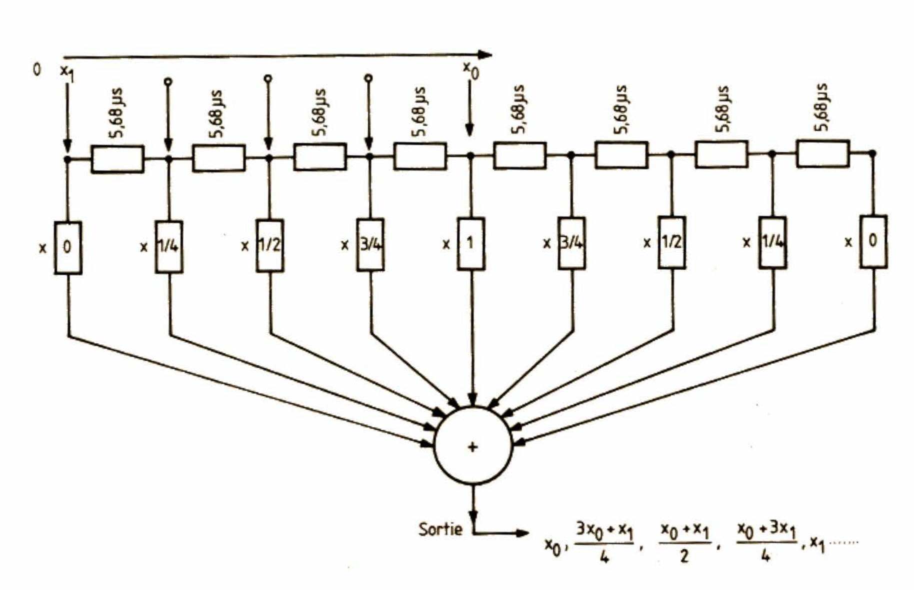


FIGURE 9. – Utilisation d'un filtre transversal itératif comme interpolateur. Les éléments de stockage doivent vraisemblablement être fournis par une ligne de retard à charges couplées (CCD), où les transferts successifs sont commandés par le signal d'horloge (de fréquence quadruplée).

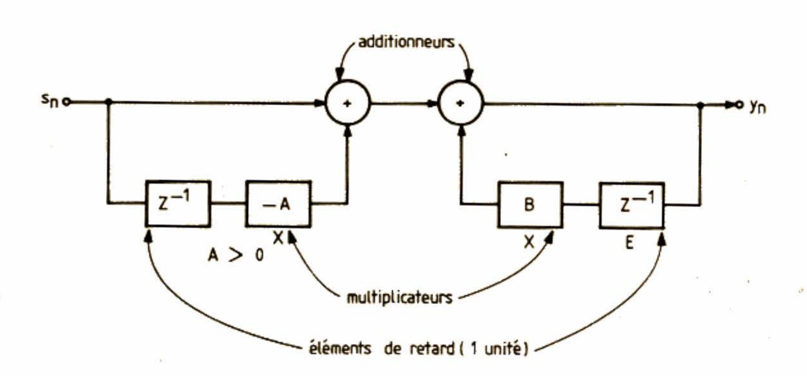


FIGURE 10. – Schéma de principe d'un réglage de timbre, affectant le registre grave, obtenu par combinaison des figures 1 et 6 (les coefficients A et B sont variables pour ajuster la courbe de réponse).

ponse asymptotique décroissant de 6 dB/octave dès que :

$$\frac{B}{(1-B)^2}\ \omega_1'^2 = 1 \quad \text{(fig. 11)}$$

Si nous choisissons $\omega_0' = 0{,}07$ (500 Hz pour Fe = 44 000 Hz) et $\omega_1' = 0{,}007$ (50 Hz si Fe = 44 000 Hz), l'intervalle 50-500 Hz vaut 3,32 octaves, donc en principe une atténuation voisine de 20 dB, c'est-à-dire :

$$\left|\frac{1-A}{1-B}\right| \simeq 10^{-1}$$

Déterminant A et B par ces conditions, nous trouvons (équation du second degré) deux valeurs possibles pour A (correspondant à $\omega_0' = 0{,}007$) : A' = 1,0072 ; A'' = 0,993. De même deux valeurs pour B (correspondant à $\omega_1' = 0{,}07$) ; B' = 1,0725 ; B'' = 0,932 ; B' = 1,0725 est à rejeter pour la section récursive du filtre, car supérieur à 1. Reste B'' = 0,932 que l'on peut associer à A = 0,993 ou 1,0072 (selon que l'on proscrit ou admet une rotation de phase de π en sortie). On vérifiera dans les deux cas que :

$$\left|\frac{1-A}{1-B}\right| \simeq 10^{-1}$$

Par les choix de ω_1' et ω_0', on obtiendra toute une famille de courbes de

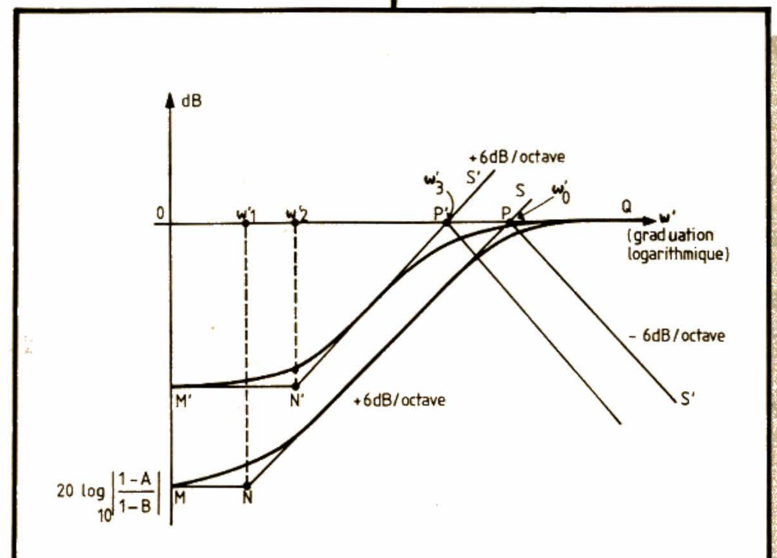


FIGURE 11. – Justification asymptotique de la réponse obtenue de la figure 10, utilisée pour l'atténuation des fréquences basses. Le numérateur de la formule 3, avec le choix initial des données, est responsable de la réponse théorique schématisée par la ligne brisée MNS, le segment NS montant à + 6 dB/octave. Le dénominateur seul fournirait avec nos hypothèses la réponse théorique schématisée par les droites OP et PS', le segment PS' descendant à – 6 dB/octave. De la combinaison des deux tracés dérive la réponse asymptotique théorique schématisée par les lignes brisées MNPQ. Au-delà du point P, les effets du numérateur et du dénominateur se compensent (gain résultant 0 dB).

réponse, soit atténuant, soit renforçant le registre grave (permutation des rôles du numérateur et du dénominateur de (3)). Ces courbes se déduisent asymptotiquement du type à deux paliers, réunis théoriquement entre ω_0' et ω_1' par un segment de pente ± 6 dB/octave. Ce filtre est réalisable, les détails pratiques sont hors de notre propos.

4° Filtre interpolateur

Pour le « Compact Disc », Philips quadruple fictivement la vitesse d'échantillonnage et interpole trois valeurs, linéairement échelonnées entre deux échantillons primitifs, séparés de 22,7 µs. La solution s'obtient en intercalant trois zéros entre deux échantillons successifs x_0 et x_1, et en utilisant un filtre tranversal, formé d'éléments de retard séparant les échantillons fictifs de 5,68 µs, en les multipliant à chaque top d'horloge, à fréquence quadruplée par des coefficients arithmétiques et sommant les résultats. On vérifiera, que le résultat est obtenu avec le circuit de la figure 9. Le fonctionnement ne commence réellement que lorsque x atteint le point A.

On peut aussi (ce que fait Philips) immobiliser, pendant θ = 22,7 µs, les échantillons x_1 et x_0 et les multiplier à intervalles $\theta/4$ = 5,68 µs par les couples suivants de multiplicateurs (dans l'ordre) : 0 et 1, 1/4 et 3/4, 1/2 et 1/2, 3/4 et 1/4. θ(s) étant écoulé, les échantillons x_1 et x_0 sont remplacés par x_2 et x_1 et l'opération se poursuit.

Conclusion provisoire

La méthode de convolution discrète, que nous avons tenté d'expliciter, aussi simplement que possible, éclaire le principe des filtres numériques, et même permet de traiter quelques simples problèmes, où le calcul direct est abordable. Il reste à concevoir des méthodes de calcul plus efficaces permettant, si possible, de déterminer la structure d'un filtre répondant à des caractéristiques imposées (courbe de réponse et phase) ; sans trop rechercher la rigueur, au bénéfice de la simplicité.

Au fait, parmi les dénominations des filtres numériques apparaissant dans les notices commerciales, on cite les « FIR » et les « IIR » ou « I^2R ». Rien de sorcier : « FIR » abrége « finite impulse response » (la réponse échantillonnée du filtre à l'impulsion unité discrète possède un nombre fini de termes ; c'est le cas des filtres itératifs) ; « IIR » abrège « infinite impulse response » dont le sens est évident ; c'est le cas des filtres récursifs (pratiquement, il faut souvent tronquer la réponse impulsionnelle par une « fenêtre », qui soulève des problèmes passablement ardus, hors de nos ambitions.

Dernière remarque : tout système de traitement linéaire répond par une sortie de pulsation ω à une entrée de pulsation ω.

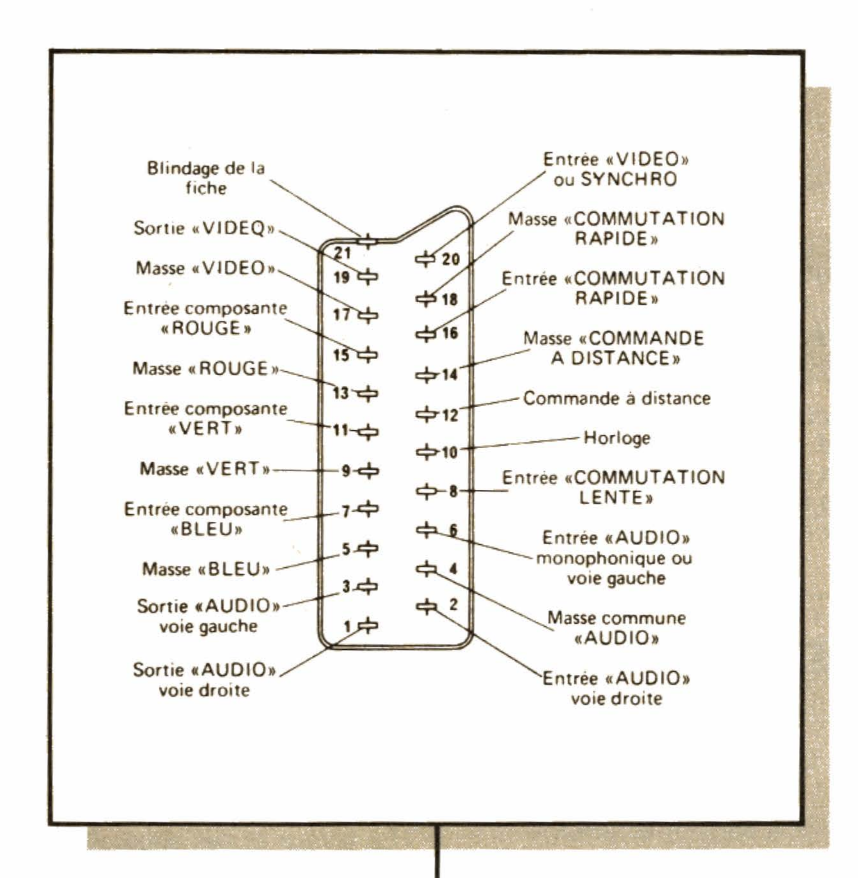
R. LAFAURIE

Références :

« Le filtrage et ses applications », par M. Labarrère, J.-P. Krief, B. Gimonet (Editions Cepadues).
« Unified Theory in Electronics and Engineering Analysis », par J.-W. Head et C.-G. Mayo (Iliffe Books, Londres).
« Digitalization of Conventional Analog Filters for Recording Use », Y. Hirata, J.A.E.S., mai 1981.
« Communications Systems and techniques », M. Schwartz, W.-R. Benett, S. Stein ; McGraw-Hill Book Compagny.
Divers articles, notamment dans « Wireless World », dont la liste serait beaucoup trop longue, et où l'on ne glane que des renseignements partiels ; aussi, nos calculs sont-ils partiellement originaux (inspirés de procédés plus abstraits), et, espérons-le, sans trop d'erreurs, surtout pour les vérifications numériques.

LA PRISE PERITELEVISION

C'est à la demande de nombreux lecteurs que nous allons revenir, une fois de plus, sur cette prise péritélévision que l'on trouve, depuis 1981, sur tous les téléviseurs mais aussi, maintenant, sur des magnétoscopes et autres appareils audiovisuels. Lancée par le SCART (Syndicat français des Constructeurs d'Appareils Radio et Télévision), cette prise est maintenant devenue européenne.



Le signal reçu par l'antenne d'un téléviseur est un signal R.F. (Radio Fréquence) multiplex qui comporte des informations audio et vidéo, éventuellement codées, notamment pour la reproduction en couleur des images.

Le développement récent d'appareils périphériques : jeux électroniques, magnétoscopes, vidéodisques, micro-ordinateurs, etc., a amené les techniciens à chercher à se débarrasser des obstacles que constituaient le modulateur et le tuner, qui sont sources de détérioration de l'image (souffle), mais aussi les décodeurs PAL ou SECAM, qui constituent une barrière pour les informations de chrominance autres que celles correspondant au standard de l'appareil.

La prise SCART apporte la solution à ces problèmes puisqu'elle permet d'obtenir séparément les informations audio et vidéo et de les véhiculer dans les deux sens (entrée/sortie) avec la possibilité de travailler aussi en insertion, par exemple dans le cas d'un système de décryptage d'image tel le décodeur « Canal Plus » ou pour un traitement d'image vidéo : trucage, inversion, changement de couleur.

La prise

Il s'agit d'une prise multiple à 20 broches plus une broche de masse, réalisée dans une technique permettant une fabrication à coût réduit. Les contacts mâles et femelles sont en tôle de laiton étamé : ni décolletage, ni dorure. La forme asymétrique de l'ensemble sert de détrompeur.

On notera que le brochage de la prise péritélévision SCART ou Euroconnecteur est identique pour tous les appareils, une entrée vidéo aura le même numéro sur un appareil « émetteur » que sur un « récepteur », sur le magnétoscope comme sur le téléviseur. Cela signifie que les câbles de liaison, terminés par des prises mâles, seront croisés.

La borne recevant le signal vidéo aboutira à celle délivrant ce signal vidéo, en l'occurrence la borne 19 d'une fiche mâle sera reliée à la borne 20 de l'autre fiche et réciproquement. Ce croisement a, bien entendu, lieu aussi pour les signaux audio.

La figure 1 donne le brochage de la prise SCART ou prise péritélévision que l'on rencontre parfois sous le nom impropre de Péritel, comme si cette société de téléphone était à l'origine de cette prise !...

La norme NFC 92250 définit le brochage :

– Les bornes 1 et 3 délivrent un signal audio avec une amplitude de 0,5 V efficace et une impédance de sortie de moins de 1 000 Ω.

– Les bornes 2 et 6 sont des entrées audio, le signal aura une amplitude de 0,2 à 2 V efficaces avec une impédance d'entrée de 10 000 Ω. Le canal gauche servira en monophonie.

– La borne 4 sera une masse audio.

Si l'on veut éliminer totalement les décodeurs couleur, il faut entrer directement sur les trois canons à électrons R, V et B. Sur le téléviseur, on aura les trois entrées R, V et B (mais pas de sorties R, V et B). Par contre, tout générateur aura ces trois sorties. Chaque couleur dispose de sa propre masse.

– Sur la borne 19 sort le signal vidéo composite.

– La borne 17 est la masse de sortie vidéo.

L'impédance d'adaptation est de 75 Ω avec une amplitude d'un volt crête à crête.

– La borne 20 permet de faire rentrer le signal vidéo composite, la vidéo est positive (blanc avec tension positive, noir au zéro), avec une amplitude d'un volt crête à crête.

– Les bornes 16 et 18 sont des bornes de commutation rapide. Une commutation rapide sert par exemple à des effets d'insertion, d'image dans une autre, d'inscrustation de caractères sur une image vidéo (par exemple inscription de sous-titres avec un décodeur Antiope).

Pour une tension de 0 à 0,4 V, l'image sera celle du téléviseur ; avec une tension de 1 à 3 V, le signal vidéo sera celui arrivant par la prise péritélévision.

L'impédance est ici de 75 Ω, on doit en effet assurer une commutation très rapide (moins de la microseconde).

– Les bornes 10, 12 et 14 restent libres.

– La borne 8 est une entrée de commutation lente, on l'utilisera pour passer de l'image du téléviseur à celle du magnétoscope, le magnétoscope délivre un signal qui assure cette commutation, on n'interviendra donc pas sur le téléviseur.

Avec une tension d'entrée de 0 à 1 V, nous sommes en position TV, la commutation demande une tension de 10 à 12 V, l'impédance de charge étant supérieure ou égale à 47 000 Ω.

Conclusion

Devenue standard européen, cette prise est maintenant utilisée dans de nombreux pays. Elle facilite les liaisons entre appareils et, en évitant d'avoir recours à des convertisseurs et autres étages électroniques, elle permet d'obtenir des images et des sons de meilleure qualité.

En tant que composant, on trouve cette prise chez les distributeurs de pièces détachées électroniques avec, toutefois, une restriction : les prises mâles sont toutes prévues pour être fixées à des cordons alors que les prises femelles sont toutes des embases pour châssis.

Au moment où se développent l'usage d'appareils audiovisuels et la micro-informatique domestique, cette prise s'avère chaque jour plus utile.

E. LEMERY

BLOC-NOTES

AGFA-GEVAERT : DIRECTION COMMUNE « PHOTO » ET « COMMUNICATIONS AUDIOVISUELLES »

M. Salomon Dichy, directeur de la division Communications audiovisuelles d'Agfa-Gevaert France, voit ses attributions élargies à la division Photo, qui conserve néanmoins son indépendance de structure et d'organisation commerciale.

M. Salomon Dichy, qui a commencé sa carrière avec Agfa en 1950, a été successivement représentant photo, chef de département et directeur de la division Cinéma professionnel.

En 1962, il prend la direction de la division Communications audiovisuelles (qui regroupera le cinéma, les bandes magnétiques et les cassettes, audio-vidéo », professionnelles et grand public, au fil des années).



Homme de terrain et de communication, M. Salomon Dichy a très vite hissé tous ces produits au premier rang, en position de leader même, tant dans le domaine professionnel qu'amateur.

Par ailleurs, rappelons qu'il est également président de la section Bandes magnétiques au Simavelec et président du Syndicat de la pellicule vierge cinéma.

La profession ne peut que se réjouir de cette promotion, et pour notre part nous adressons toute nos félicitations à M. Salomon Dichy en cette heureuse occasion.

FILTRES A CAPACITES COMMUTEES

L'évolution des techniques d'intégration de composants a conduit à la conception d'une famille de circuits intégrés relativement récente, celle des filtres à capacités commutées.
Ces filtres sont réalisés à partir de circuits intégrés comportant des amplificateurs opérationnels,des condensateurs et des commutateurs, composants que l'on sait maintenant très bien intégrer.

Cette technique, très attrayante, n'est malheureusement pas universelle et souffre de quelques limitations dont on doit tenir compte lorsque l'on conçoit une réalisation basée sur ces produits. Nous avons pratiqué des mesures sur quelques circuits intégrés proposés par deux fabricants : Reticon et National Semiconductor, et nous vous faisons part, ci-dessous, de nos mesures et de nos observations.

La commutation

On connaît les techniques de commutation classiques, par exemple la commande par rapport cyclique pour faire varier la vitesse d'un moteur ou la commutation des alternances du secteur par triac, ou encore une puissance, un éclairement.

La technique du découpage peut s'appliquer aux résistances variables. La figure 1 donne un exemple de résistance commutée. La valeur de la résistance équivalente sera égale à la valeur de la résistance divisée par le rapport cyclique :

– si la résistance est maintenue sous tension en permanence, la résistance équivalente aura sa valeur ;

– si elle est déconnectée, cette valeur sera infinie ;

– entre les deux, on aura une infinité de valeurs.

La figure 2 illustre le principe de la commutation de capacité. Le condensateur est mis à la masse et un inverseur commute son point chaud entre deux connexions d'entrée et de sortie.

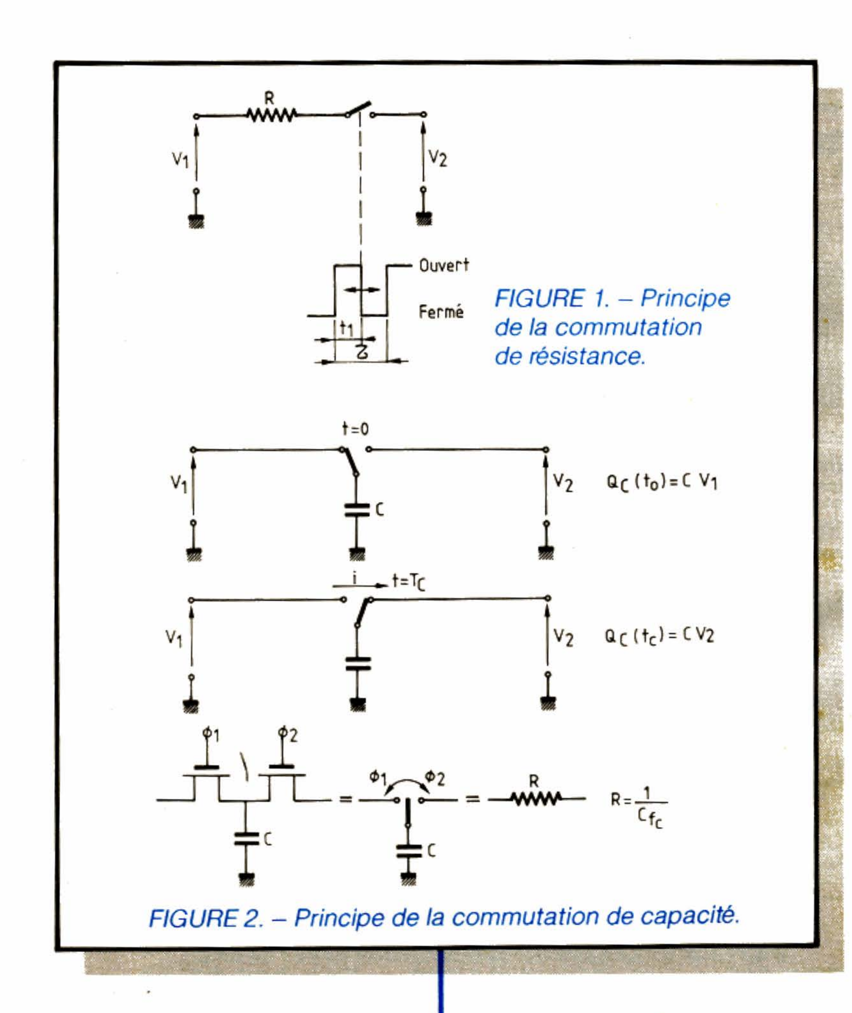


FIGURE 1. – Principe de la commutation de résistance.

FIGURE 2. – Principe de la commutation de capacité.

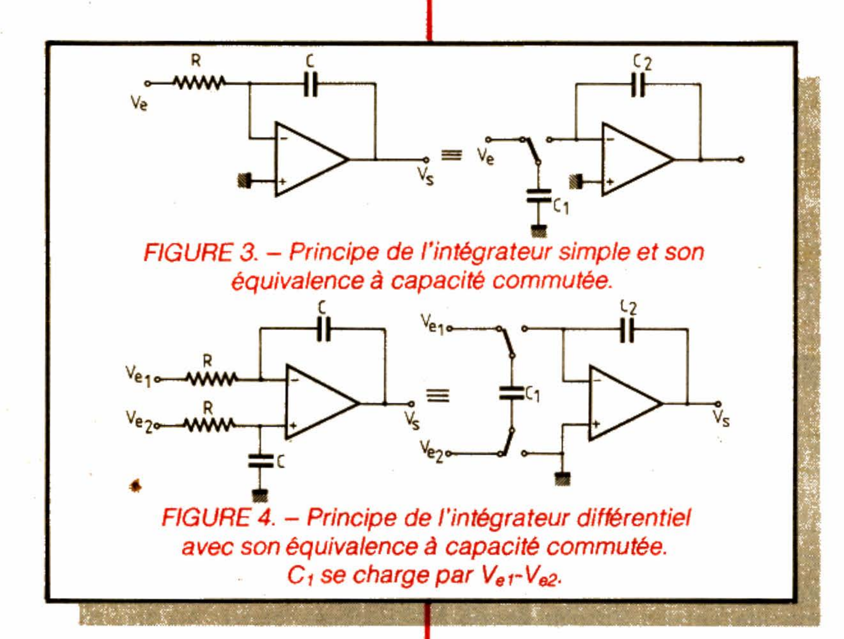


FIGURE 3. – Principe de l'intégrateur simple et son équivalence à capacité commutée.

FIGURE 4. – Principe de l'intégrateur différentiel avec son équivalence à capacité commutée. C_1 se charge par V_{e1}-V_{e2}.

A l'instant 0, la charge du condensateur est :

$Q_c(0) = C\,V_1$

à l'instant T_c, nous avons :

$Q\,(T_c) = CV_2$

Le courant i qui est passé de la borne d'entrée à la borne de sortie est égal à :

$$i = \frac{Q(0) - Q(T_c)}{T_c}$$

d'où $i = C\,(V_1 - V_2)\,f_c$.

Nous avons donc l'équivalent d'une résistance :

$$R = \frac{V_1 - V_2}{i} = \frac{1}{Cf_c}$$

Le condensateur commuté est donc l'équivalent d'une résistance dont la valeur sera inversement proportionnelle à la fréquence. Pratiquement, la commutation de la capacité s'obtient par un double transistor à effet de champ, identique à celui que l'on trouve dans un dispositif à transfert de charge. Ici, il n'y a qu'une seule cellule.

En partant de cette capacité commutée, on peut réaliser divers circuits de filtrage comme l'intégrateur dont nous donnons l'exemple figure 3, avec une comparaison entre une structure traditionnelle et une structure à commutation.

La figure 4 donne un autre exemple : celui d'un intégrateur différentiel dont nous donnons le schéma équivalent. Un montage simple à réaliser avec une structure à capacités commutées.

En combinant plusieurs intégrateurs à capacité, commutées suivant des configurations de type variable d'état ou autres, plus complexes, en combinant condensateurs et inductances simulées, on réalisera des structures de filtres complexes de type divers : Butterworth, Cauer, avec des réponses de type passe-bas, passe-haut, passe-bande, passe-tout, réjecteurs, filtres répondant à des exigences particulières comme des filtres pour modem que l'on trouvera sous forme de circuits intégrés. La technique de la commutation de capacité peut être appliquée à des montages hybrides où les capacités sont commutées par des circuits intégrés. Cette conception est intéressante pour des filtres d'ordre peu élevé ou pour une expérimentation. Pour des filtres complexes, on choisira parmi ceux proposés par les fabricants.

Les possibilités de la commutation de capacité

La technique de commutation de capacité permet de synthétiser pratiquement tous les types de filtres. L'intégration des amplificateurs opérationnels et des condensateurs permet de loger un grand nombre de composants sur une puce. Ainsi, à partir de cette technologie, on pourra fabriquer des filtres d'une complexité allant jusqu'à 100 pôles par chip.

La technique d'intégration utilisée permet d'intégrer, sur la même puce, les circuits analogiques de synthèse et les circuits numériques de commutation.

Tous les condensateurs du chip sont fabriqués au cours de la même étape du processus de fabrication, il en résulte un appariement étroit de tous les composants, ce qui confère une haute stabilité au produit. Aucun ajustement n'est nécessaire et la stabilité du filtre sera très élevée.

L'intégration a aussi l'avantage de minimiser le coût de réalisation du filtre puisqu'il n'y a plus besoin de composants de précision, d'un approvisionnement parfois délicat.

L'accord du filtre se fait par une horloge travaillant à une fréquence relativement haute. Un pilotage par quartz ou par microprocesseur permettra d'obtenir une fréquence d'accord précise.

En utilisant une horloge à fréquence variable, on pilotera la fréquence d'accord du filtre.

On notera que la fréquence d'accord du filtre peut être changée dans de grandes proportions, un filtre couvrira par exemple une bande allant de quelques hertz à 20 kHz.

Les revers de la médaille

Si la technique de commutation de capacité permet d'accomplir des prodiges, l'emploi de ces filtres n'est pas universel et demande un certain nombre de précautions.

Si vous revenez à la figure 2 où l'on commute la capacité, on se rend compte immédiatement que le procédé n'est autre qu'un échantillonnage avec transport d'une quantité d'électricité par condensateur. Dès qu'un échantillonnage entre en jeu, on doit aussitôt penser au repliement :

– La tension d'entrée du filtre est une tension alternative. Imaginons une tension alternative d'entrée ayant la fréquence d'échantillonnage. Chaque fois que le commutateur sera relié à l'entrée, il ne se passera rien, la tension restera toujours la même.

– Si la tension d'entrée varie très légèrement par rapport à la fréquence, on trouvera, en sortie, une fréquence très basse. Cette fréquence s'observera de part et d'autre de la fréquence d'échantillonnage et augmentera lorsqu'on s'éloignera de cette dernière.

– Il s'agit là du phénomène de repliement, que l'on doit bien sûr contrarier.

Les concepteurs de filtres à capacité commutée ont étudié leurs filtres avec une fréquence d'horloge élevée, de 25 à 100 fois la fréquence d'accord du filtre.

Prenons l'exemple d'un analyseur par octave. Il comporte plusieurs filtres dont les fréquences centrales sont centrées sur 32,5 Hz, 65 Hz, 125 Hz, etc., en doublant à chaque fois la fréquence. Les filtres de fréquence basse sont pilotés par une fréquence d'horloge relativement basse : 1 500 Hz environ pour le filtre à 32,5 Hz si le rapport entre la fréquence d'horloge et la fréquence centrale est de 50.

Si on envoie à l'entrée du filtre un signal à 1 532 Hz, on observera, en sortie de filtre, un signal à 32 Hz alors que ce filtre n'aurait rien dû donner en sortie. Si on effectue une analyse globale du signal, il est probable que l'œil n'observera rien du tout, par contre, avec des fréquences discrètes, la plus grande fantaisie régnera. On devra donc se méfier de ce type d'inconvénient et installer, en amont du filtre à capacité commutée, un filtre analogique de type passe-bas d'ordre 2 ou 4. Heureusement, la largeur de bande autour des fréquences de repliement est très faible et la perturbation ne gênera pas toujours. Ce filtre pourra lui aussi être à commutation, étant donné que l'on a besoin cette fois d'éliminer une fréquence relativement haute, la fréquence d'horloge du filtre antirepliement pourra se situer en dehors du spectre intéressant. Nous verrons, au chapitre des expérimentations, les courbes de réponse obtenues par ces filtres sans filtre antirepliement. La technique du découpage entraîne la présence, en sortie de filtre, d'un résidu à la fréquence de découpage ou à une fréquence en relation avec cette dernière, qui dépendra du système interne de commande des condensateurs. Les filtres à capacité commutée contiennent souvent une bascule qui divise par deux la fréquence d'horloge externe afin de distribuer, à l'intérieur, un signal parfaitement symétrique. Cette disposition permet d'attaquer l'entrée d'horloge à l'aide d'un signal de forme quelconque. Donc, là encore, pour une analyse fine de signaux, on devra tenir compte de ce résidu.

Le filtre à commutation devra être encadré de deux filtres analogiques de conception relativement simple.

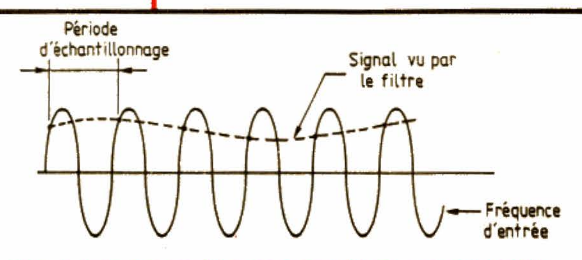


FIGURE 5. – Illustration d'un phénomène de repliement. Ici, la période d'échantillonnage est proche de celle du signal d'entrée, le système à commutation « verra » une tension à très basse fréquence entrant, par exemple, dans la bande passante du filtre.

Des réseaux FCC ?

Pour répondre à des besoins de moyennes et grandes séries, plusieurs fabricants de circuits intégrés proposent des réseaux de filtres à capacités commutées. Ces fabricants présentent un chip standard au même titre que beaucoup proposent, dans le domaine des circuits logiques, des réseaux de portes et, dans celui des circuits analogiques, des réseaux de transistors et de résistances qu'il reste à interconnecter pour réaliser une fonction particulière.

Chez Reticon, le R5626 comporte quatorze sections du second ordre, trois amplificateurs opérationnels libres, un circuit numérique à 20 cellules comportant six entrées/sorties.

L'horloge d'échantillonnage permet de travailler sur un quartz ou à partir d'une commande TTL ou C.MOS, avec un diviseur par 256.

Ces circuits peuvent être montés en série, combinés pour former des filtres composites ou servir à des fonctions autres que le filtrage :

– 85 dB de dynamique,
– faible distorsion harmonique,
– fréquence centrale de 0,05 Hz à 30 kHz,
– Q variable de 0,1 à 250,
– rapport entre fréquence d'horloge et fréquence d'accord du filtre de 15 à 1000.

SSI, Silicon Systems Inc. a développé deux séries de réseaux C.MOS à grille métallique pouvant être configurés jusqu'à six ou douze sections de filtres biquadratiques.

Les fabricants peuvent également réaliser, à la demande, des circuits intégrés sur mesure, comme par exemple des circuits de reconnaissance de parole monolithiques, à associer à un microprocesseur.

Des filtres programmables

La technique de la capacité commutée permet une programmation numérique des filtres. Au lieu d'utiliser des capacités commutées de valeur fixe, on fait appel à une série de condensateurs que l'on câble en parallèle ou en série par l'intermédiaire d'autres commutateurs, ces derniers étant commandés par des entrées logiques de programmation. Ces entrées pourront recevoir un signal provenant d'un microprocesseur ou de tout autre programmateur, on pourra également câbler ces entrées, le circuit intégré sera alors considéré comme un filtre universel.

A titre d'exemple, nous avons le filtre R5620 de Reticon, ce filtre peut être configuré en passe-bas, passe-haut, passe-bande, passe-bas elliptique, passe-haut elliptique, réjecteur, passe-tout ou oscillateur, par un câblage direct ou un câblage programmé à l'extérieur du circuit intégré.

La programmation interne concerne le Q du circuit, entre 0,57 et 85, et le rapport entre la fréquence d'horloge et celle du filtre – ce rapport varie entre 50 et 200. Ces deux programmations demandent la présence d'un code à 5 bits. 10 bornes du circuit intégré sont consacrées à cette programmation. D'autres filtres sont programmables par résistances, ce sont des filtres à variable d'état que l'on adapte à une fonction et à une réponse par résistances externes. En remplaçant la résistance par un réseau de résistances commutables, on pourra programmer totalement ce type de filtre si le besoin s'en fait sentir.

Dans notre prochain numéro, nous aborderons quelques applications.

(à suivre)

E. LEMERY

PETITES ANNONCES

TARIF DES P.A.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le **montant** des petites annonces doit être obligatoirement joint **au texte envoyé (date limite : le 15 du mois précédant la parution)**, le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. 200.33.05.
C.C.P. Paris 3793-60

Offre d'emploi la ligne TTC	25 F
Demande d'emploi la ligne TTC	9 F
Achat de matériel la ligne TTC	25 F
Vente de matériel la ligne TTC	25 F
Fonds de commerce la ligne TTC	30 F
Divers la ligne	30 F
Domiciliation au journal TTC	30 F
Forfait encadrement TTC	55 F

La ligne de 31 lettres signes ou espaces

Le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte le 15 du mois précédant la parution.

Offres d'emploi 25 F

Chefs d'entreprises, chefs du Personnel. A votre disposition et bénévolement, l'Université de Paris 1 (Panthéon-Sorbonne) peut vous fournir un personnel hautement qualifié (micro-informatique et électronique) pendant 1 mois 1/2. Pour tous renseignements, Tél. : 558.53.42.

NORD-RADIO recherche :
vendeur qualifié
en pièces détachées.
Se présenter **NORD-RADIO**
141, rue Lafayette, Paris 10e
Tél. : 285.72.73

ILLEL
86, Bd Magenta, 75010 Paris
RECHERCHE
Vendeur HIFI - SONO
expérimenté, références exigées
Tél. : (1) 201.94.68

Demandes d'emploi 9 F

Technicien stagiaire en Achats, recherche un stage pour Septembre dans centrale d'Achat ou magasin. TERNOIS 179, rue J. Moulin, 80000 Amiens.

Fonds de commerce 30 F

Pour technicien TV, Vidéo, Hifi, Auto-Radio, avec ou sans stock. Thomson, Téléfunken, Hitachi, etc. 40 m² + cave. Ecrire au journal n° 604.

Vds fonds composants électroniques avec ou sans stock. Centre ville La Rochelle. Tél. : (46) 41.09.42.

Cause maladie à céder à PARIS petite affaire fabric. transformateurs bobinages machines Suisses imprégnation sous vide, clientèle. Prix avantageux. Urgent. Tél. : 577.85.54 de 9 à 16 h 30.

Vds. Fonds Hifi, Sono, Lum. scène, spécialiste HP + enceintes kit, réparations, instal. sono. Bail 3/6/9 loy. 700 CV Montpellier 18 U. Tél. : (67) 65.57.68.

Achats de matériel 25 F

Achète cash 1 ou 2 talky-walky armee US 39/45. Ne faire offre que si ETAT NEUF, si possible avec piles d'origine (même mortes) et emballage d'origine US (non indispensable). Suis disposé à régler au plus haut prix si matériel exceptionnel. Faire offre au 246.89.00 laisser message en cas d'absence.

Ventes de matériel 25 F

Vds micro émetteur FM portée 300 m ET + PX 290 F, télécommande émetteur + récepteur sortie sur relais 590 F + port 30 F. INOREM SENOZAN 71260 Lugny. Tél. : (85) 36.02.91 ap. 18 h.

La vente par correspondance continue chez SIGMA COMPOSANTS à des prix toujours aussi fantastiques de 5 à 40 % de REMISE ! Détaxe à l'export. Nouvelle édition du catalogue 85 disponible maintenant. Envoi C/ 70 F remboursable + 25 F de port. UN BON PLACEMENT ! SIGMA 18, rue de Montjuzet 63100 Clermont Ferrand.

Vds 2 Oscillos. état parf. modèles récents, catalogue 85 HP 1740 à 3 traces, 2 bases tps. Heath 4255, 2 tr. 2 bases : 100 Mhz 8 000 F, 35 Mhz 4 000 F. Tél. : (41) 88.12.49.

Brade table de mixage super star 1500, 5 entrées équalizer auto fade + préécoute 950 F. Tél. : (3) 487.87.85.

ELECTROPUCES 21, rue de Coulmiers 44000 NANTES, Tél. : (40) 29.48.12 : Mesure composants, BF, HF, THF, liste c/2 timbres.

Quartz 30,00/U.4000 Khz/4915/200. 4950/6000 Khz/16000/23400/25000, 32 Khz 768 horloger tubulaire. Paiement cde + 20 F port/embal. Franco de port 500 F C/Rembour. frais de port/embal. en +. SOPHYS, 20, Av. E. Gazeau 60300 Senlis.

Vds SHARP PC1500A + CE155 emb. origine 1 800 F. Adapt. sect. 150 F. Tél. : 820.80.84 ap. 18 h.

Alarme auto ultra sons, commande avertisseur ou autre. Promo en franco de port 400 F à la commande. Ets. DURAND, Pl. de l'Eglise 38300 Ruy.

Vds SINCLAIR ZX81 + 16 K + clavier ABS + imprim. + livres prog. 1 200 F. DEQUILBECK Tél. : (1) 358.37.06.

Appareils professionnels de mesure d'occasion vendus bas prix en état de marche, tous types et marques. Catalogue 85 c/3 timbres. ROUX, route de Lyon 38140 Beaucroissant. Tél. : (76) 91.04.61. Ouvert le samedi de Juillet à Septembre inclus. Ouvert toute la semaine du dernier au premier samedi du mois. URGENT. Tél. : (71) 23.32.64.

Divers 30 F

BREVETEZ VOUS-MEMES VOS INVENTIONS

Grâce à notre guide complet. Vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros, mais pour cela il faut les breveter. Demandez la notice 77 « Comment breveter ses inventions ». Contre 2 timbres à ROPA : B.P. 41, 62101 Calais.

Formez-vous à l'Electronique par le montage de KITS simples. Catalogue gratuit sur demande : S.E.D. (M5) 26, rue de l'Ermitage 75020 PARIS.

QUAND VOUS ÉCRIVEZ AUX ANNONCEURS
recommandez-vous du
HAUT-PARLEUR
vous n'en serez que
MIEUX SERVI